

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

CONCEPTION D'UN DIVISEUR DE PUISSANCE
1 À 16 EN TECHNOLOGIE GIS

SIMON GERMAIN
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTREAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES (M.Sc.A.)
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
FÉVRIER 2005



Library and
Archives Canada

Bibliothèque et
Archives Canada

Published Heritage
Branch

Direction du
Patrimoine de l'édition

395 Wellington Street
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

395, rue Wellington
Ottawa ON K1A 0N4
Canada

Your file Votre référence

ISBN: 0-494-01330-3

Our file Notre référence

ISBN: 0-494-01330-3

NOTICE:

The author has granted a non-exclusive license allowing Library and Archives Canada to reproduce, publish, archive, preserve, conserve, communicate to the public by telecommunication or on the Internet, loan, distribute and sell theses worldwide, for commercial or non-commercial purposes, in microform, paper, electronic and/or any other formats.

The author retains copyright ownership and moral rights in this thesis. Neither the thesis nor substantial extracts from it may be printed or otherwise reproduced without the author's permission.

AVIS:

L'auteur a accordé une licence non exclusive permettant à la Bibliothèque et Archives Canada de reproduire, publier, archiver, sauvegarder, conserver, transmettre au public par télécommunication ou par l'Internet, prêter, distribuer et vendre des thèses partout dans le monde, à des fins commerciales ou autres, sur support microforme, papier, électronique et/ou autres formats.

L'auteur conserve la propriété du droit d'auteur et des droits moraux qui protègent cette thèse. Ni la thèse ni des extraits substantiels de celle-ci ne doivent être imprimés ou autrement reproduits sans son autorisation.

In compliance with the Canadian Privacy Act some supporting forms may have been removed from this thesis.

Conformément à la loi canadienne sur la protection de la vie privée, quelques formulaires secondaires ont été enlevés de cette thèse.

While these forms may be included in the document page count, their removal does not represent any loss of content from the thesis.

Bien que ces formulaires aient inclus dans la pagination, il n'y aura aucun contenu manquant.

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé:

CONCEPTION D'UN DIVISEUR DE PUISSANCE
1 À 16 EN TECHNOLOGIE GIS

présenté par: GERMAIN Simon

en vue de l'obtention du diplôme de: Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment acceptée par le jury d'examen constitué de:

M. BOSISIO, Renato G., Ph.D., président

M. WU Ke, Ph.D., membre et directeur de recherche

M. LAURIN Jean-Jacques, Ph.D., membre

À tous ceux qui continuent de croire en moi,
malgré les moments difficiles,
merci pour votre support.

REMERCIEMENTS

Je voudrais remercier tout d'abord M. Ke Wu pour sa patience, son support, ses conseils, son enthousiasme et pour avoir accepté de me diriger dans mes travaux de maîtrise

Je tiens à remercier le Conseil de Recherche en Sciences Naturelles et en Génie du Canada, l'École Polytechnique et la fondation J. Armand Bombardier pour m'avoir octroyé des bourses de recherche.

Je tiens à remercier l'équipe de soutien du laboratoire. Merci à Traian Antonescu, Steve Dubé, Jules Gauthier et Roch Brassard pour leurs conseils et leur disponibilité lors de la fabrication des divers prototypes. Merci à René Archambault pour le soutien informatique. Merci à Ginette Desparois et à Nathalie Lévesque pour leur dévouement pour les étudiants du laboratoire.

Merci à Dominic Deslandes pour les nombreuses discussions enrichissantes et éclairantes tout au long de mes travaux de maîtrise.

Finalement, je tiens à remercier les membres de la communauté de Poly-GRAMES pour leur camaraderie, les précieux moments de discussion, les dîners colorés ainsi que les moments moins sérieux qui sont essentiels à la santé mentale.

RÉSUMÉ

Dans la dernière décennie, la croissance du marché des télécommunications de paire avec l'expansion fulgurante du réseau Internet a fait naître un besoin de largeur de bande sur les voies de communications sans fil. Comme les bandes de basses fréquences sont déjà bien occupées par d'autres applications, il a fallu se tourner vers des hautes fréquences pour combler ce manque. En Amérique du Nord, des bandes autour de la fréquence de 28 GHz ont été réservées à cet effet, créant ainsi un espace dans le spectre réservé aux applications LMDS et LMCS, respectivement aux États-Unis et au Canada.

Une application LMDS intéressante serait un réseau d'accès sans-fil à la grandeur du pays. Dans une telle application, des usagers stationnaires pourraient établir une connexion sans-fil à très haut débit avec les réseaux terrestres par le biais de stations de base situées à quelques kilomètres de leur position. Ces connexions pourraient soutenir des services tels que la téléphonie, la télévision numérique, Internet, etc. Le principale avantage de cette application est la non nécessité de rejoindre les usagers par câbles, ce qui devient intéressant surtout dans les régions rurales, où cela peut représenter un coût très important. Étant donné le nombre de transmetteurs nécessaires, le succès d'un déploiement global d'une telle application dans une région doit reposer sur un équipement peu coûteux.

Faisant un compromis entre performance et coût de fabrication, la technologie des guides intégrés au substrat (GIS) est un candidat intéressant pour certaines applications LMDS. Comme la technologie GIS en encore au niveau de la recherche, elle doit encore faire ses preuves. Dans un système de communication en GIS à 28 GHz, tous les composantes d'un transmetteur font l'objet d'une conception spéciale suivie d'une validation par la fabrication et la mesure. Une des composantes du transmetteur est le circuit d'alimentation de l'antenne. Pour certains types d'antennes, ce circuit prend la forme d'un diviseur de puissance.

L'objectif principal du travail décrit dans ce mémoire est la conception, fabrication et mesure d'un diviseur de puissance 1 à 16 en technologie GIS pouvant, à partir d'une entrée unique, alimenter une antenne réseau à 16 ports de façon égale en amplitude et en phase. L'objectif secondaire est de comparer les performances de cette structure avec celles d'une structure réalisée avec la technologie des lignes micro-rubans (LMR) qui demeure la solution populaire et peu dispendieuse dans le domaine des micro-ondes.

Ce mémoire reprend donc les étapes qui ont été entreprises afin de mener à terme la conception, la fabrication, la mesure et l'évaluation de ce diviseur de puissance. Dans le premier chapitre, on présente la technologie des GIS. On la compare entre autres à la technologie LMR et celle des guides rectangulaires métalliques. Dans les chapitres qui suivent, on présente la méthode de conception progressive qui a été utilisée dans le travail. Dans le deuxième chapitre, deux jonctions de base GIS ont d'abord été étudiées et conçues avant d'être fabriquées et mesurées. En se basant sur les performances de ces jonctions, nous avons procédé à la conception, fabrication et mesure de diviseurs plus complexes. Le troisième chapitre traite donc d'un diviseur 1 à 4, tandis que le quatrième chapitre traite du diviseur 1 à 16 final. À la fin de ce dernier chapitre, les performances du diviseur 1 à 16 GIS sont comparées à celles d'un diviseur 1 à 16 réalisé en technologie LMR. L'analyse montre que les performances du diviseur GIS sont supérieures à celles du diviseur LMR pour un substrat Rogers Duroid 5880 de plus de 3 mm (12 mil) d'épaisseur.

Mise à part la démonstration des performances du diviseur GIS, le travail contribue au domaine des micro-ondes en décrivant les techniques de mesures utilisant des charges absorbantes pour adapter des lignes LMR ainsi qu'un moyen subtil d'adaptation utilisant le comportement capacitif d'un court élargissement d'un guide GIS.

ABSTRACT

In the past ten years, the growth of the telecom market along with the expansion of the Internet network have shown the need of larger wireless bandwidth. Since low frequency bands are crowded by other applications, higher frequencies seem the solution to fulfill that need. In North America, frequency bands around 28 GHz have been assigned to that purpose, creating a reserved space for LMDS and LMCS applications, in United States and Canada respectively.

An interesting LMDS application would be a nationwide wireless access network. In such application, non-mobiles users could establish high speed wireless connections with land networks via nearby located base stations. Those connections could support services such as telephony, digital TV, Internet, etc. The principal advantage of this application is the non-necessity to reach the users by cables, which is interesting for rural regions where costs of such necessity would be important. Considering the number of transceivers units needed, the success of such application deployment lies in cheap devices.

Being a compromise between performance and cost, the substrate integrated waveguide (SIW) technology is an interesting candidate for certain LMDS applications. Since the SIW technology is still on a research level, it has to bring proof of its potential. In a communication system operating at 28 GHz, each transceiver component must undergo a careful design followed by a validation procedure including physical realization and measure. One of the transceiver's component is the antenna feed network. For certain types of antennas, this circuit can be a power divider.

The main objective of this work described in this document is the design, the fabrication and measure of a 1 to 16 ways GIS power divider that can feed an 16 ports network antenna with equal amplitude and phase. The secondary objective is to compare the

performances of this structure with those of one built in the microstrip technology which stay the most popular and cheap technology in the microwaves field.

This document reports the steps that were undertaken to achieve the design, fabrication, measure and evaluation of this 1 to 16 ways power divider. In the first chapter, the SIW technology is presented. Among others elements, it is compared to the microstrip technology and the rectangular metallic waveguide technology. In the following chapters is presented the progressive design method that was used during this project. In the second chapter; two basic SIW junctions are first studied and designed before being built and measured. Based on the performances of these junctions, more complex dividing structures were designed, built, and measured. The third chapter presents a 1 to 4 ways power divider and the forth one present the final 1 to 16 ways divider. At the end of this chapter, the performances of this last SIW power divider are compared to those of a similar 1 to 16 way power divider built with the microstrip technology. This analysis shows that the performances of the SIW divider are superior to those of the microstrip divider for a Rogers Duroid 5880 substrate thicker than 3 mm (12 mil).

Beside the demonstration of the good GIS divider performances, this work contributes to the microwaves field by describing a measure technique using absorbant loads to terminated microstrip lines and a subtle mean of matching using the capacitive behavior of short widening of SIW guides.

TABLES DES MATIÈRES

Remerciements.....	v
Résumé.....	vi
Abstract.....	viii
Tables des matières.....	x
Liste des tableaux.....	xii
Liste des figures.....	xiii
Liste des sigles et abréviations.....	xvii
Introduction.....	1
Chapitre 1 - Sur les GIS.....	5
1.1 Rappel historique sur les GIS.....	5
1.2 Structure.....	10
1.2.1 Caractéristiques modales du GIS.....	11
1.2.2 Constante de propagation et largeur équivalente.....	15
1.2.3 Ondes de fuite et diaphonie.....	17
1.2.4 Simulation.....	18
1.3 Avantages et inconvénients.....	21
1.3.1 Guide d'ondes métallique rectangulaire.....	22
1.3.2 Ligne micro-ruban.....	23
1.3.3 Guide GIS.....	24
1.4 Choix du substrat/dimension.....	27
Chapitre 2 - Jonctions de base.....	34
2.1 Jonction en Y droit.....	34
2.1.1 Présentation générale.....	34
2.1.2 Géométrie.....	36
2.1.3 Conception.....	36
2.1.4 Construction.....	41
2.1.5 Mesures.....	43

2.1.6 Diaphonie.....	46
2.2 Jonction en T.....	48
2.2.1 Présentation générale.....	48
2.2.2 Géométrie.....	51
2.2.3 Conception.....	52
2.2.4 Construction.....	56
2.2.5 Mesures.....	57
Chapitre 3 - Diviseur de puissance 1 à 4.....	59
3.1 Présentation générale.....	59
3.2 Géométrie.....	59
3.3 Conception.....	60
3.4 Construction.....	64
3.5 Mesures.....	64
Chapitre 4 - Diviseur de puissance 1 à 16.....	66
4.1 Première approche.....	66
4.1.1 Présentation.....	66
4.1.2 Cascade de jonctions.....	66
4.1.3 Conception.....	68
4.1.4 Construction et mesures.....	73
4.1.5 Retour sur l'approche.....	74
4.2 Deuxième approche.....	76
4.2.1 Présentation.....	76
4.2.2 Conception.....	76
4.2.3 Construction et mesures.....	83
4.3 Étude comparative.....	89
4.3.1 Conception du diviseur 1 à 16 en ligne micro-ruban.....	89
4.3.2 Performance du diviseur LMR et comparaison.....	97
Conclusion et travaux futurs.....	102
Références.....	104

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1 - Comparaison entre les différentes technologies.	26
Tableau 2 - Largeur de ligne pour une impédance de $75\ \Omega$	32
Tableau 3 - Récapitulation des caractéristiques importantes des guides GIS.....	33

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 - Guide d'onde du brevet japonais.....	5
Figure 1.2 - Guide en H du brevet de Tischler.....	6
Figure 1.3 - Antenne à fentes GIS.	6
Figure 1.4 - Structures brevetées par Uchimura et Takenoshita.	7
Figure 1.5 - Structures GIS trouvées dans la littérature.....	8
Figure 1.6 - Guide d'onde métallique chargé d'un diélectrique et son équivalent en guide GIS.	11
Figure 1.7 - Guide métallique rectangulaire.	12
Figure 1.8 - Guides équivalents avec indication de largeur équivalente.	15
Figure 1.9 - Niveau de diaphonie dans des guides adjacents de différentes longueurs....	17
Figure 1.10 - Niveau de pertes par réflexion à l'entrée de guide droit GIS.....	19
Figure 1.11 - Niveau de pertes par réflexion à l'entrée de jonction en T GIS.....	20
Figure 1.12 - Guide d'onde rectangulaire métallique et un circuit réalisé dans cette technologie.	22
Figure 1.13 - Ligne LMR et un circuit réalisé dans cette technologie.....	23
Figure 1.14 - Guide GIS et un circuit réalisé dans cette technologie.	25
Figure 1.15 - Longueur d'onde guidée en fonction de la permittivité relative du substrat.	29
Figure 1.16 - Variation des pertes diélectriques et par conduction dans un guide métallique chargé d'un diélectrique équivalent à un WR 28 mis à l'échelle.....	29
Figure 1.17 - Pertes en fonction de l'épaisseur du substrat.	31
Figure 2.1 - Antenne GIS à fentes.	35
Figure 2.2 - Assemblage des deux jonctions pour créer la jonction en Y droit.....	36
Figure 2.3 - Structure et paramètres dimensionnels : a est la largeur des guides de sortie; a_{in} est la largeur du guide d'entrée; d est profondeur du mur mitoyen.	37
Figure 2.4 - Série de simulation de la jonction en Y droit : pertes par réflexion (S_{11})	38

Figure 2.5 - Jonction optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : mur mitoyen mince.....	39
Figure 2.6 - Jonction optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : mur mitoyen épais	39
Figure 2.7 - Jonction GIS optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11})	40
Figure 2.8 - Jonction en Y droit après fabrication	41
Figure 2.9 - Transition GIS-LMR et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}).	42
Figure 2.10 - Agrandissement de la transition.	43
Figure 2.11 - Montage de mesure : en avant plan, la monture Wiltron et un circuit sous mesure, en arrière plan, l'analyseur de réseau HP8510.	44
Figure 2.12 - Charge absorbante et des pertes par réflexion mesurées sur quelques charges.	45
Figure 2.13 - Jonction en Y droit GIS : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).	46
Figure 2.14 - Transitions adjacents et mesure de la diaphonie entre les deux ensembles de guides GIS et lignes LMR.	47
Figure 2.15 - Série de jonctions en T classiques optimisées :	48
Figure 2.16 - Jonction en T avec pilier inductif : pilier inductif et iris.	51
Figure 2.17 - Jonction en T avec pilier inductif : paramètres dimensionnels importants.	52
Figure 2.18 - Série de simulation de la jonction en T avec pilier : pertes par réflexion (S_{11}).	53
Figure 2.19 - Jonction optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}).	54
Figure 2.20 - Jonction optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11})	55
Figure 2.21 - Jonction GIS optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11})	55
Figure 2.22 - Jonction en T avec pilier inductif en fabrication, avant soudure et pose du pilier inductif.	56
Figure 2.23 - Jonction GIS en T avec pilier inductif : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).	58
Figure 3.1 - Diviseur 1 à 4 en guide équivalent.	60

Figure 3.2 - Blocs GIS simulés et leur résultats de simulation (S_{11})	61
Figure 3.3 - Assemblage de blocs simulés en GIS et une structure correspondante.	62
Figure 3.4 - Diviseur 1 à 4 simulé avec ses paramètres dimensionnels importants.....	63
Figure 3.5 - Structure optimale et performances simulées (S_{11}).	63
Figure 3.6 - Diviseur 1 à 4 en fin de fabrication.	64
Figure 3.7 - Diviseur 1 à 4 GIS : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).	65
Figure 4.1 - Cascade de deux réseaux à deux ports.	67
Figure 4.2 - Quatre diviseurs 1 à 4 adjacents et la structure d'alimentation.....	69
Figure 4.3 - Jonctions pour la structure d'alimentation et leurs plans de référence	70
Figure 4.4 - Pertes par réflexion (S_{11}) à l'entrée des jonctions : coude rond (a et b) et jonction en T (c).	71
Figure 4.5 - Assemblage des blocs dans ADS et résultats de simulation (S_{11}).	72
Figure 4.6 - Diviseur GIS 1 à 16 en fin de fabrication.	73
Figure 4.7 - Diviseur 1 à 16 GIS : résultats (S_{11} et S_{N1}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).	74
Figure 4.8 - Jonction en Y droit optimisée à 28 GHz et ses performances (S_{11})	77
Figure 4.9 - Jonction en T avec guides de sortie plus étroit et ses performances (S_{11}) optimisées à 28 GHz.....	78
Figure 4.10 - Diviseur GIS 1 à 4 et ses performances (S_{11})	78
Figure 4.11 - Réflexion au port d'entrée	79
Figure 4.12 - Effet de l'élargissement dans un guide droit GIS	80
Figure 4.13 - Nouveau diviseur 1 à 4 utilisant la compensation capacitive et ses performances (S_{11}).	81
Figure 4.14 - Cascade des étages 1 à 3 et ses performances (S_{11})	82
Figure 4.15 - Structure globale et ses performances : jonction en T.	83
Figure 4.16 - Le diviseur GIS 1 à 16 final.	84
Figure 4.17 - Montage de mesure pour le diviseur GIS 1 à 16.	85

Figure 4.18 - Diviseur 1 à 16 GIS : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).....	86
Figure 4.19 - Diviseur 1 à 16 GIS : résultats (S_{N1}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).....	87
Figure 4.20 - Diviseur 1 à 16 GIS : phases des S_{N1} mesurées.	88
Figure 4.21 - Diviseur 1 à 2 en LMR choisi comme premier étage.....	90
Figure 4.22 - Premier étage du diviseur LMR, ses paramètres dimensionnels et ses performances simulées (S_{11}).	92
Figure 4.23 - Deuxième étage du diviseur LMR, ses paramètres dimensionnels et ses performances simulées (S_{11}).	93
Figure 4.24 - Jonction utilisée comme étages en amont, ses paramètres dimensionnels et ses performances simulées (S_{11}).	94
Figure 4.25 - Structure finale du diviseur LMR et ses performances simulées (S_{11}).	95
Figure 4.26 - Diviseur LMR 1 à 16 après sa fabrication.	96
Figure 4.27 - Diviseur 1 à 16 LMR : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).....	97
Figure 4.28 - Diviseur 1 à 16 LMR : résultats (S_{N1}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).....	98

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

CPW : *Coplanar Waveguide*
CRTC : Conseil de la Radiodiffusion et des Télécommunications Canadiennes
FCC : *Federal Communications Commission*
GIS : Guide Intégré au Substrat
GPS : *Global Positioning System*
HTCC : *High-Temperature Co-fired Ceramic*
LMCS : *Local Multipoint Communications Systems*
LMDS : *Local Multi-point Distribution Service*
LMR : Ligne Micro-Ruban
LTCC : *Low-Temperature CO-fired Ceramic*
MHMIC : *Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuit*
MIC : *Microwave Integrated Circuit*
MMIC : *Monolithic Microwave Integrated Circuit*
RWG : *Rectangular Waveguide*
SIW : *Substrate Integrated Waveguide*

INTRODUCTION

La télécommunication sans-fil personnelle connaît une importante croissance depuis plusieurs années. Les applications sont de plus en plus nombreuses en passant par l'incontournable téléphone cellulaire, les réseaux privés ou domestiques sans fils, l'accès Internet par satellite ou par réseau terrestre, les systèmes de positionnement par satellite (*Global Positioning System* ou GPS), la télévision numérique par satellite, etc. Comme les consommateurs emboîtent le pas aux compagnies qui leur offrent des services de plus en plus attrayants, le spectre fréquentiel voit son utilisation devenir efficace et les bandes réservées s'engorgent de trafic de données. En prévision des applications de demain, il a fallu se tourner vers d'autres solutions.

Une de ces solutions consiste à exploiter le domaine avancé des micro-ondes et des ondes millimétriques afin d'avoir accès à des bandes libres. Cette solution qui devient intéressante possède une caractéristique très cruciale : les bandes fréquentielles qu'offrent ces domaines sont très larges et permettraient de donner naissance à des applications sans-fil à très grand débit d'information.

Dans cette optique, le FCC (*Federal Communications Commission*, États-Unis) et puis le CRTC (Conseil de la Radiodiffusion et des Télécommunications Canadiennes, Canada) ont respectivement établi les bandes LMDS (*Local Multi-point Distribution Service*) et LMCS (*Local Multipoint Communications Systems*). Ces bandes placées autour 28 GHz pourraient supporter des applications sans-fil à très haut débit. Ces applications peuvent entre autres choses soutenir un service d'accès numérique domestique très rapide, reliant le foyer des consommateurs à un réseau de fibres optiques fournissant d'autres services très diversifiés. Pour le déploiement de genre d'application, plusieurs transmetteurs seraient nécessaires, tant au niveau des foyers/clients que des probablement nombreuses stations de base, conséquences d'une architecture cellulaire. Afin de minimiser les coûts de mise en marché de tels services et d'ainsi créer un accès plus facile aux

consommateurs, une attention particulière devrait être portée aux coûts de ces unités de transmission.

La réalisation de ces circuits peut être effectuée de plusieurs façons. De façon générale, les techniques de fabrication de circuits intégrés micro-ondes (*Monolithic Microwave Integrated Circuit*, MMIC et *Miniature Hybrid Microwave Integrated Circuit*, MHMIC) permettent de produire des circuits à faibles coûts. Avec ces techniques, il est facile d'intégrer des composants discrets passifs (résistances, inductances, capacités) et des composants actifs (diodes, transistors) aux circuits pour concevoir des amplificateurs, mélangeurs, diviseurs de fréquence, etc. Cependant, les composants discrets ainsi que les composants distribués réalisables par ces techniques présentent rarement un bon facteur de qualité dans le domaine des ondes millimétriques. Ceci a comme conséquence qu'il devient difficile et très coûteux de réaliser des éléments de circuits à fréquences de coupures très nettes, tels que des résonateurs et des filtres très sélectifs au niveau fréquentiel. Ces éléments sont toujours essentiels à une utilisation spectrale efficace d'une bande de fréquence. Pour palier à cette difficulté, les guides d'ondes métalliques sont souvent utilisés. Ils présentent de faibles pertes globales, de bons facteurs de qualité et permettent donc de réaliser des composants sélectifs. Cependant, leur fabrication est plus pénible et plus longue et leur intégration avec des composants actifs demande un ajustement délicat unité par unité. Ceci gonfle les coûts de production au niveau des unités complètes.

Afin de rallier les avantages des technologies planaires classiques et des technologies guides d'ondes sous la même bannière, l'idée des Guides Intégrés au Substrat (GIS ou SIW, *Substrate Integrated Waveguide*) a été avancée. Ces guides ont vu le jour sur un brevet japonais en 1992. Empruntant les apparences d'un guide d'onde inséré dans un procédé de fabrication de circuits planaires, le guide GIS est un compromis entre les deux technologies. Son intégration est beaucoup plus facile comparativement aux guides

d'ondes classiques et il permet de concevoir des éléments de circuits beaucoup plus sélectifs, grâce à un facteur de qualité plus important.

Si l'idée des guides intégrés semble prometteuse, faut-il encore qu'elle fasse ses preuves. Depuis 1998, la littérature scientifique laisse apparaître de plus en plus d'articles sur le sujet. Faisant encore tranquillement ses preuves, la technologie GIS n'est pas encore très exploitée. Elle attend le jour où les applications appartenant au domaine des ondes millimétriques nécessitant ses qualités prennent un essor commercial important.

Ce mémoire s'insère dans le processus de validation de la technologie des guides GIS. Dans ce processus, plusieurs éléments de circuits sont réalisés en GIS afin de démontrer leur faisabilité ainsi que les performances attendues. Dans le présent ouvrage, nous nous pencherons sur la conception, la construction et les performances d'un diviseur de puissance 1 à 16 en technologie GIS. Ce diviseur représente un élément de circuit très intéressant pour son utilisation dans des unités de transmetteurs. Dans l'éventualité où une antenne-réseau serait utilisée, le diviseur GIS serait un choix de premier ordre comme structure pour son alimentation.

Le présent mémoire est divisé en quatre chapitres. Le premier chapitre offre d'abord un rappel historique sur les guides GIS. Par la suite, il traite de différents aspects de ces guides tels que leurs caractéristiques modales, leur constante de propagation, les problèmes de diaphonie (ou *crosstalk*) et de simulation numérique ainsi que leur avantages et inconvénients par rapport aux technologies classiques. Finalement, le choix du substrat utilisé pour l'étude ainsi que les dimensions des guides GIS est justifié.

Dans le deuxième chapitre sont présentés deux jonctions à trois ports (diviseurs 1 à 2) qui sont utilisés comme structure de base pour les diviseurs plus complexes. La jonction en Y droit et la jonction en T avec pilier inductifs sont présentées. Leur structure, conception, construction et mesures sont abordées.

Le troisième chapitre traite d'un diviseur de puissance 1 à 4, basé sur les deux jonctions présentées au deuxième chapitre. Un fois de plus, il présente la structure, sa conception, sa construction ainsi que ses mesures de performances.

Finalement, le dernier chapitre présente deux approches qui ont été utilisées pour faire la conception d'un diviseur de puissance 1 à 16 en technologie GIS. Le meilleur prototype est ensuite comparé à un autre diviseur de puissance 1 à 16, cette fois conçu en ligne LMR (Ligne Micro-Ruban) afin de démontrer les possibilités et les avantages des guides GIS.

CHAPITRE 1 - SUR LES GIS

1.1 Rappel historique sur les GIS

Les guides d'ondes intégrés (GIS) sont apparus dans la littérature scientifique au début des années 90. La première référence prend la forme d'une application pour un brevet japonais publié en 1994 [1]. On y présente brièvement un nouveau guide d'onde sous la forme de deux rangées de trous métallisés traversant un substrat diélectrique, formant ainsi un guide d'onde rectangulaire chargé d'un diélectrique. Ce guide d'onde pourrait être utilisée dans les bandes de fréquences micro-ondes et millimétriques. La figure 1.1 montre ce guide d'onde.

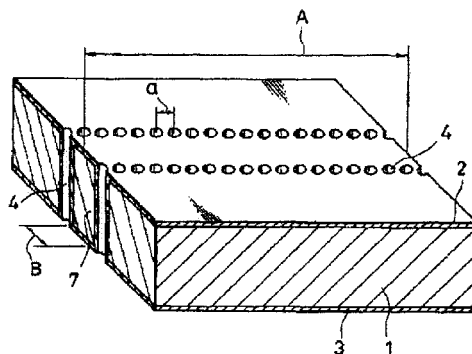


Figure 1.1 - Guide d'onde du brevet japonais.

Cette idée de trous métallisés ou de tiges de métal synthétisant un mur métallique (ou réflecteur) n'est cependant pas nouvelle. Elle a été présentée par Tischer également sous la forme d'un brevet [2]. La figure 1.2 illustre la structure. Des tiges métalliques sont ici utilisées afin de créer les plans réflecteurs nécessaires pour obtenir une structure nommée guide en « H ».

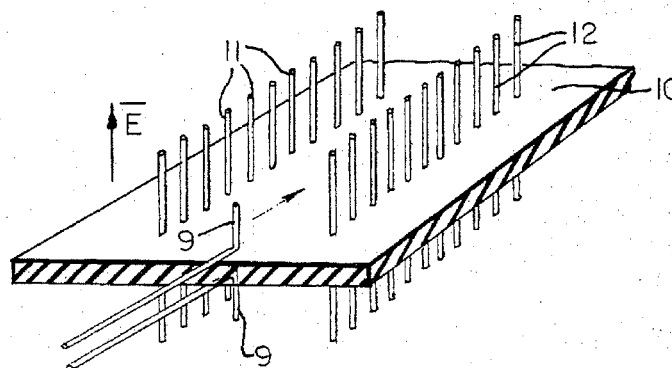


Figure 1.2 - Guide en H du brevet de Tischer.

C'est en 1997, qu'on voit les premières mises en oeuvre des guides GIS. L'équipe japonaise d'Ando et Hirokawa, qui travaille déjà depuis plusieurs années sur des antennes à base de guides d'ondes rectangulaires, propose d'utiliser la technologie des GIS (*Post-wall waveguide in substrate*) pour réaliser une de leurs antennes [3]. La figure 1.3 présente cette antenne. Dans leur article, ils fournissent une première analyse de la constante de propagation et de l'atténuation d'une onde dans un guide GIS à 74 GHz. Ils utilisent pour cette fin la méthode des moments.

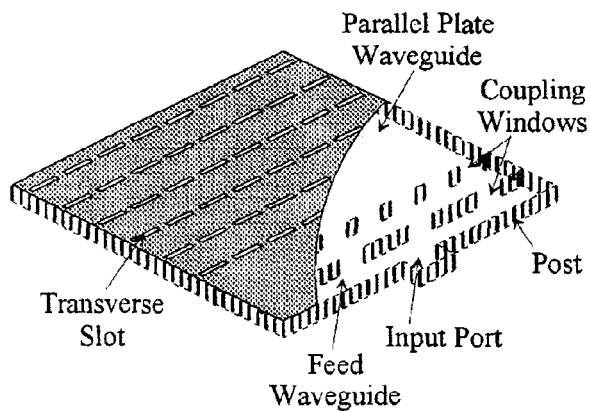


Figure 1.3 - Antenne à fentes GIS.

L'année 1998 fut fructueuse pour les guides GIS. Dans un nouvel article, l'équipe de Ando et Hirokawa mentionne quelques résultats à propos d'un circuit d'alimentation GIS construit pour une antenne à 40 GHz [4]. Des mesures en champs proches tentent de montrer l'uniformité de l'intensité des champs à la sortie de la structure. Une autre équipe japonaise Uchimura et Takenoshita publie deux articles [5, 6] et effectue des demandes de brevets relatifs au GIS [7]. Dans ses articles, l'équipe présente différents résultats expérimentaux et de simulations concernant les guides GIS (ici présentés comme des guides GIS laminés sous la technologie LTCC, Low-Temperature CO-fired Ceramic), leur performance en fonction de la fréquence d'opération et des matériaux utilisés, et quelques structures comme des jonctions en T, des jonctions à bifurcation, des courbes et des interconnexions entre différents niveaux de couches laminées. Finalement, l'équipe Uchimura et Takenoshita font les démarches afin d'obtenir des brevets américains sur différentes structures en GIS (en LTCC) telles que des courbes et des jonctions à plusieurs bifurcations [7]. La figure 1.4 montre quelques unes de ces structures.

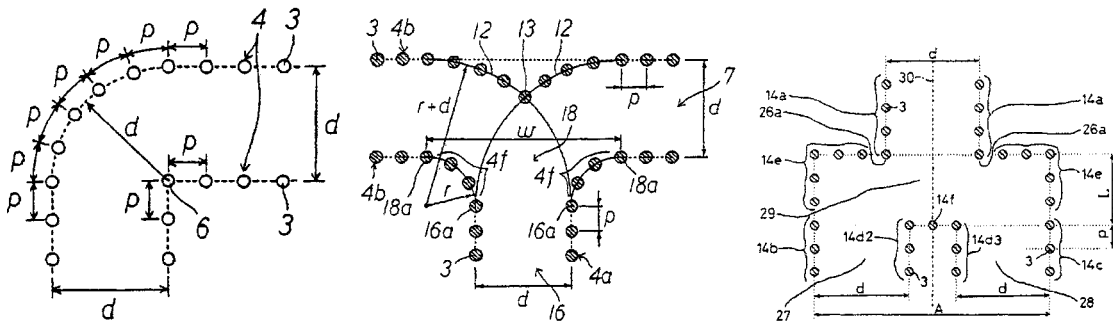


Figure 1.4 - Structures brevetées par Uchimura et Takenoshita.

De 1999 à aujourd'hui, plusieurs autres publications ont vu le jour au sujet des GIS. Au niveau de l'étude des caractéristiques des guides GIS, on retrouve :

- Étude du facteur de qualité [8];
- Étude de la dispersion + Constante de propagation (c'est la même analyse, mais en fréquence) + largeur équivalent, Floquet + BI-RME [9];
- Constante de propagation et largeur équivalente [10].

Au niveau des composants GIS, on retrouve également dans la littérature des articles portants sur les réalisations suivantes (voir figure 1.5):

- Transition microruban-GIS (LMR-GIS) [11] (a);
- Transition coplanaire-GIS (CPW-GIS) [8] (b);
- Transition guide métallique rectangulaire à GIS (RWG-GIS) [12] (c);
- Filtres [13, 14, 15, 16, 17, 18, 19] (d, e, f, g);
- Coupleur hybride et coupleur classique [20] (h);
- Oscillateur [21] (i);
- Circulateur [22] (j);
- Antenne [23] (k).

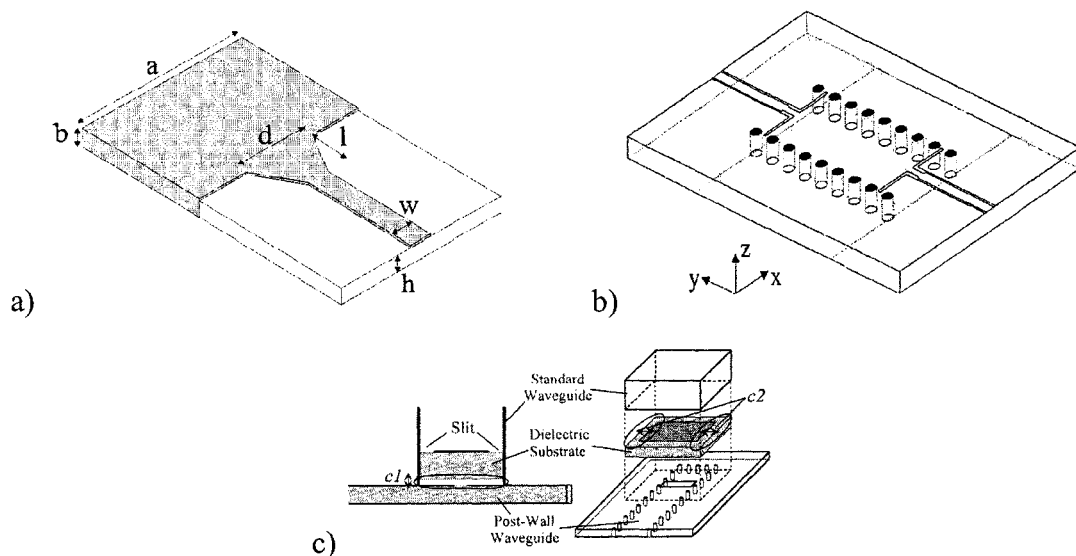


Figure 1.5 - Structures GIS trouvées dans la littérature.

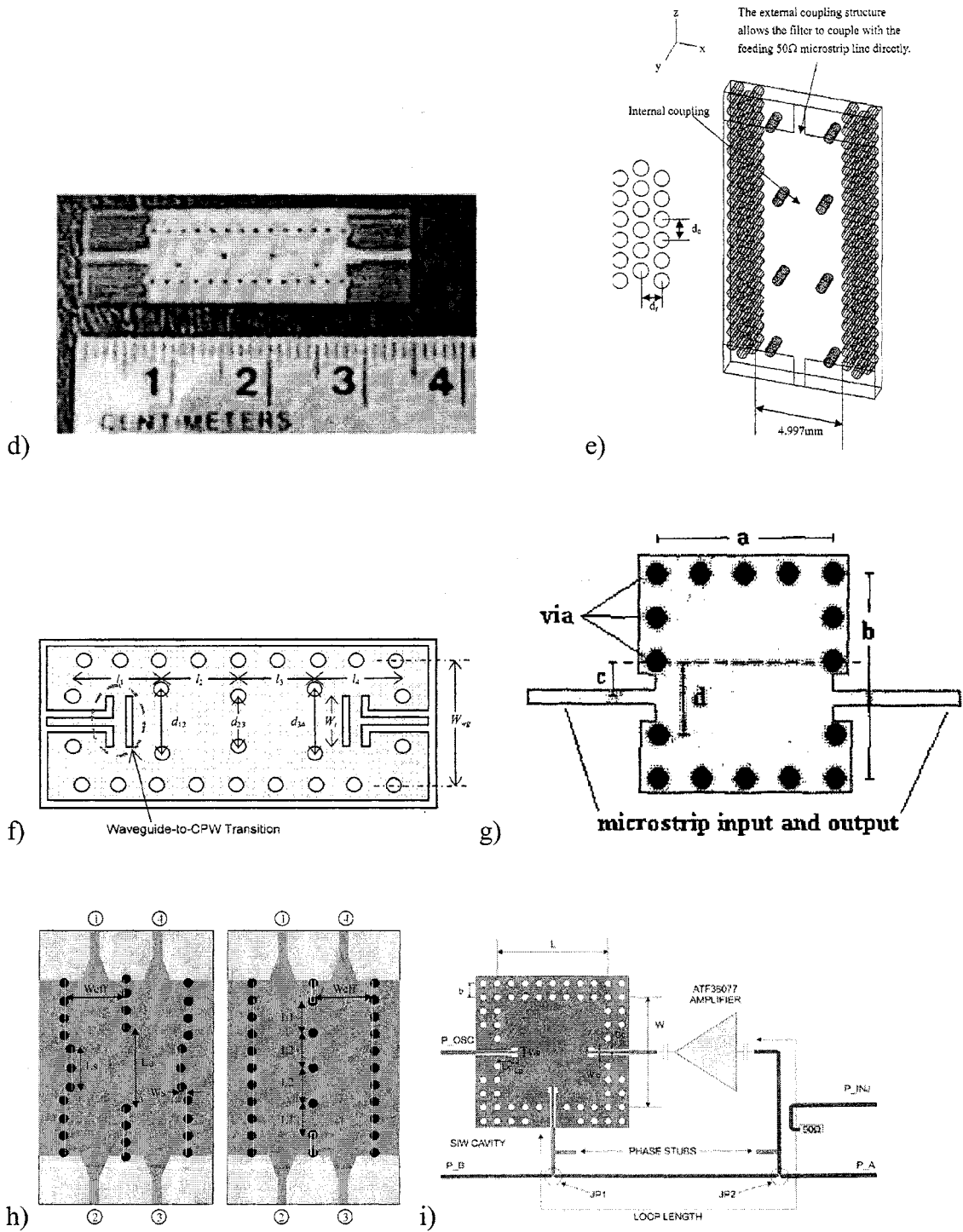


Figure 1.5 – Structures GIS trouvées dans la littérature (suite).

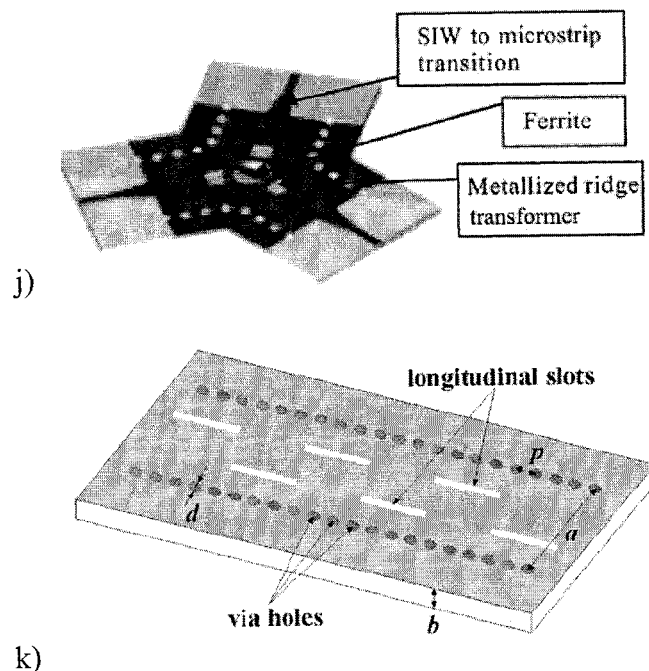


Figure 1.5 – Structures GIS trouvées dans la littérature (suite).

Aujourd'hui, le sujet des guides GIS est encore très exploité dans la littérature et on remarque plusieurs publications à chaque année. La technologie semble faire tranquillement ses preuves, ce qui laisse entrevoir plusieurs possibilités de son exploitation dans le futur.

1.2 Structure

Comme son nom l'indique, le « Guide d'onde Intégré au Substrat » ou GIS est un guide d'onde intégré à un substrat. Partant d'un substrat classique (une couche diélectrique comprise entre deux plans métalliques), deux rangées de trous sont percés et métallisés, faisant ainsi contact entre les deux plans métalliques du substrat. Selon la grosseur des trous, leurs espacements et la fréquence d'opération, les rangées de trous métallisés peuvent se comporter comme des murs métalliques ou des murs d'impédance [4, 10] que les ondes électromagnétiques peuvent traverser plus ou moins difficilement. Un certain

niveau de fuite à travers ces murs est toujours existant et est donc modulé par l'espacement entre les trous et le diamètre de ces derniers. Les rangées de trous métallisés en contact avec les plans conducteurs du substrat définissent une région de propagation d'ondes électromagnétiques semblable à un guide d'onde rectangulaire métallique. La figure 1.6 illustre les deux structures.

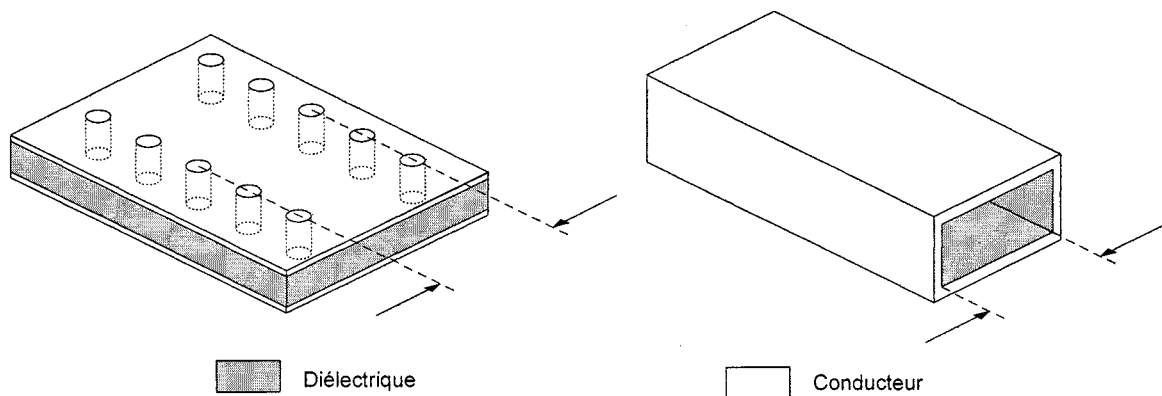


Figure 1.6 - Guide d'onde métallique chargé d'un diélectrique et son équivalent en guide GIS.

Malgré le fait qu'il est très apparenté au guide métallique rectangulaire, le guide GIS demeure différent de ce dernier sous quelques aspects. Il devient donc important de connaître ses caractéristiques propres. Dans les sous-sections qui suivent, nous discuterons brièvement de ces dernières.

1.2.1 Caractéristiques modales du GIS

Dans un guide d'onde métallique rectangulaire, deux types de modes sont supportés : les modes TM_{mn} , où le champ magnétique est transversal (perpendiculaire par rapport au sens de propagation) et les modes TE_{mn} , où le champs électrique est transversal [24]. La

figure 1.7 illustre un guide métallique rectangulaire. Le sens de propagation est selon l'axe des z .

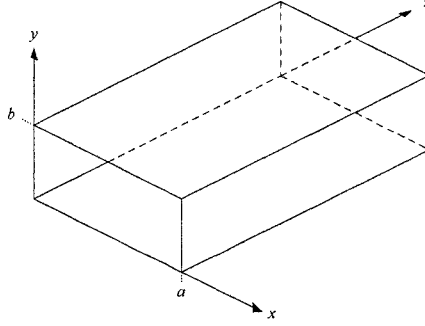


Figure 1.7 - Guide métallique rectangulaire.

Afin de propager les modes TM_{mn} et TE_{mn} , les surfaces du guide doivent être conductrices et donc supporter les courants électriques sans contraintes. On trouve l'expression complète des champs électriques et magnétiques dans un guide métallique rectangulaire dans le livre de Pozar [24]. On peut aussi dériver l'expression des courant de surface \vec{J}_s par [24]:

$$\vec{J}_s = \hat{n} \times \vec{H}_s \quad (1)$$

où \vec{H}_s est le champ magnétique à la surface du guide et \hat{n} un vecteur unitaire normal à la surface.

Comme un guide GIS est semblable à un guide métallique rectangulaire, on pourrait s'attendre à voir les mêmes modes de propagation dans le GIS. Par contre, dans un GIS, étant donné que le milieu entre les trous métallisés d'une même rangée est un diélectrique et donc non-conducteur, les rangées de trous des GIS ne peuvent pas supporter des courants électriques dans le sens de propagation (en z) sur toutes la longueur du guide.

Sur les plans formés par les rangées de trous, seulement des courants électriques orientés selon l'axe des trous (en y) peuvent être supportés. Il en suit donc que seulement les modes associés à ces courants J_y sur les côtés du guide peuvent facilement se propager dans le guide GIS. Les autres modes pourront se propager, mais souffriront de pertes par fuite très importantes. En se référant à l'équation ci haut, on conclut que ces modes correspondent à des situations où les champs magnétiques sur les côtés du guide sont uniquement orientés dans le sens de la propagation :

$$\begin{aligned}\vec{J}_x = 0 &\Rightarrow H_{S,x} = 0 \\ \vec{J}_z = 0 &\Rightarrow H_{S,y} = 0 \\ \vec{J}_y \neq 0 &\Rightarrow H_{S,z} \neq 0 \Rightarrow \vec{H}_S = \vec{H}_z\end{aligned}\quad (2)$$

En étudiant l'expression des champs magnétiques sur les côtés d'un guide métallique rectangulaire [24], on se rend compte que ces situations se limitent en fait aux modes TE_{m0} . L'expression des champs pour les modes pouvant se propager est alors :

$$E_y = -j\omega\mu H_0 \left(\frac{a}{m\pi} \right) \sin\left(\frac{m\pi}{a} x \right) e^{-\gamma_{m0}z} \quad (3)$$

$$H_x = \gamma_{m0} H_0 \left(\frac{a}{m\pi} \right) \sin\left(\frac{m\pi}{a} x \right) e^{-\gamma_{m0}z} \quad (4)$$

$$H_z = H_0 \cos\left(\frac{m\pi}{a} x \right) e^{-\gamma_{m0}z} \quad (5)$$

où γ_{m0} est la constante de propagation :

$$\gamma_{m0} = \alpha_{m0} + j\beta_{m0} = \sqrt{\left(\frac{m\pi}{a} \right)^2 - \omega^2 \mu \epsilon} . \quad (6)$$

On remarque ici que l'épaisseur b du guide n'influence pas la valeur de constante de propagation. Ceci nous donne un degré de liberté dans la conception des guides GIS.

Les fréquences de coupure des modes mentionnés sont données par l'expression suivante:

$$f_{c_{m0}} = \frac{m}{2a\sqrt{\mu\epsilon}}. \quad (7)$$

Pour les modes qui se propagent, on a également les relations suivantes :

$$\alpha_d = \frac{k^2 \tan \delta}{2\beta} \quad (\text{atténuation due aux pertes diélectriques}); \quad (8)$$

$$\alpha_c = \frac{R_s}{a^3 b \beta k \eta} (2b\pi^2 + a^3 k^2) \quad (\text{atténuation due aux pertes par conduction}); \quad (9)$$

$$R_s = \sqrt{\frac{\omega\mu_0}{2\sigma}} \quad (\text{résistance de surface}); \quad (10)$$

$$\lambda_g = \frac{\lambda_{vacuum}}{\sqrt{\epsilon_r \left(1 - \left(\frac{f_c}{f} \right)^2 \right)}} \quad (\text{longueur de l'onde guidée}). \quad (11)$$

Les expressions ci-haut peuvent nous donner une approximation des champs qui se propagent dans le guide GIS. Dans ces équations, on remarque deux paramètres intéressants. Le premier est ϵ , la constante diélectrique du milieu à l'intérieur du guide, qui nous indique que nous pouvons mettre les guides GIS à l'échelle en le variant. Le deuxième est a , la largeur du guide métallique rectangulaire, qui n'est pas définie ici dans le cas du guide GIS. Dans la prochaine section, nous présenterons quelques façons de déterminer quelle largeur équivalente a_{eq} d'un guide métallique classique correspond à une largeur donnée entre deux rangées de trous métallisés formant un guide GIS.

1.2.2 Constante de propagation et largeur équivalente

Dans la littérature, on trouve différentes méthodes d'analyse du guide GIS. Ces méthodes permettent en autres choses d'obtenir la constante de propagation dans un guide GIS. On peut classer ces méthodes sous trois catégories :

- Les analyses basées sur la Méthode des Moments (MoM) [4, 25];
- Les analyses basées sur un système matriciel à valeurs propres [9, 23, 26, 27];
- Les analyses basées sur l'impédance de surface [28, 29].

Par différentes approches, ces méthodes numériques permettront de déduire les paramètres de propagation du mode dominant du guide : soit le nombre d'onde k ou la constante de propagation complexe $\gamma = \alpha + i\beta$. On connaît alors la constante de propagation réelle dans le guide β , la longueur d'onde dans le guide λ_g et la constante d'atténuation α .

Pour un guide métallique rectangulaire donnée, on a une constante de propagation β unique pour le mode dominant et vice-versa. Par analogie, on associera à un guide GIS un guide rectangulaire équivalent si les deux guides démontrent la même constante de propagation. La figure 1.8 illustre deux guides équivalents : le guide GIS avec une largeur a_{GIS} par rapport aux trous, centre à centre et le guide rectangulaire métallique avec une largeur équivalente a_{eq} .

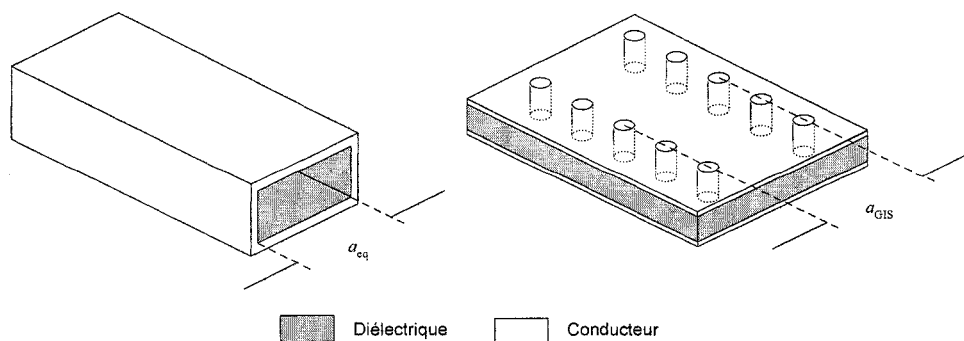


Figure 1.8 - Guides équivalents avec indication de largeur équivalente.

Donc, si nous déterminons la constante de propagation β_{GIS} d'un guide GIS par une des méthodes mentionnées ci haut, on peut obtenir le paramètre suivant [10] :

$$a_{eqv} = \frac{\pi}{\sqrt{\omega^2 \mu_0 \varepsilon_0 \varepsilon_r - \beta_{GIS}^2}} \quad (12)$$

où a_{eqv} est la largeur du guide rectangulaire équivalent associé au guide GIS. La constante de propagation du mode TE₁₀ d'un GIS peut également être déduite à partir de résultats de simulation ou de mesures sur la structure. En considérant les phases des paramètres de transmission de deux guides de longueurs différentes (L_1 et L_2), on obtient la constante de propagation à l'aide de l'équation suivante [10] :

$$\beta_{GIS} = \frac{\angle S_{21}^{L_2} - \angle S_{21}^{L_1}}{L_1 - L_2} \quad (13)$$

Ayant en main la constante de propagation, on obtient alors la largeur du guide équivalent avec la même équation mentionnée plus haut.

Certains travaux sont venus valider le concept d'équivalence entre le guide GIS et le guide rectangulaire. Parmi ces derniers, on note les travaux de Cassivi et al. [9], dans lesquels sont comparées les courbes de dispersion mesurées d'un guide GIS et de son guide équivalent.

1.2.3 Ondes de fuite et diaphonie

Dans cette section, nous voulons mentionner le fait que le guide GIS, tel que nous l'avons défini, présente toujours un certain niveau de pertes par ondes de fuite à travers les rangées de trous. Ce niveau est fonction de l'espacement entre les trous et de leur diamètre. Dans l'éventualité où des guides GIS seront utilisés côte à côte, ces ondes de fuite pourront causer un embarrassant phénomène de diaphonie. Dans le but de quantifier la diaphonie que nous pourrions rencontrer et d'évaluer sa portée, nous proposons ici quelques résultats de simulation. La

figure 1.9 présente des guides adjacents de différentes longueurs ainsi que leur niveau de diaphonie. On remarque que le niveau de diaphonie/couplage entre les guides GIS est proportionnel à leur longueur. Ce constat n'a rien de surprenant et est bien exploité dans la conception des coupleurs micro-ondes. On remarque également que le niveau de couplage est assez faible. Dans les structures du présent projet, nous aurons peu de longs guides adjacents, ce qui nous porte à croire que nous aurons peu de problèmes associés à cet aspect.

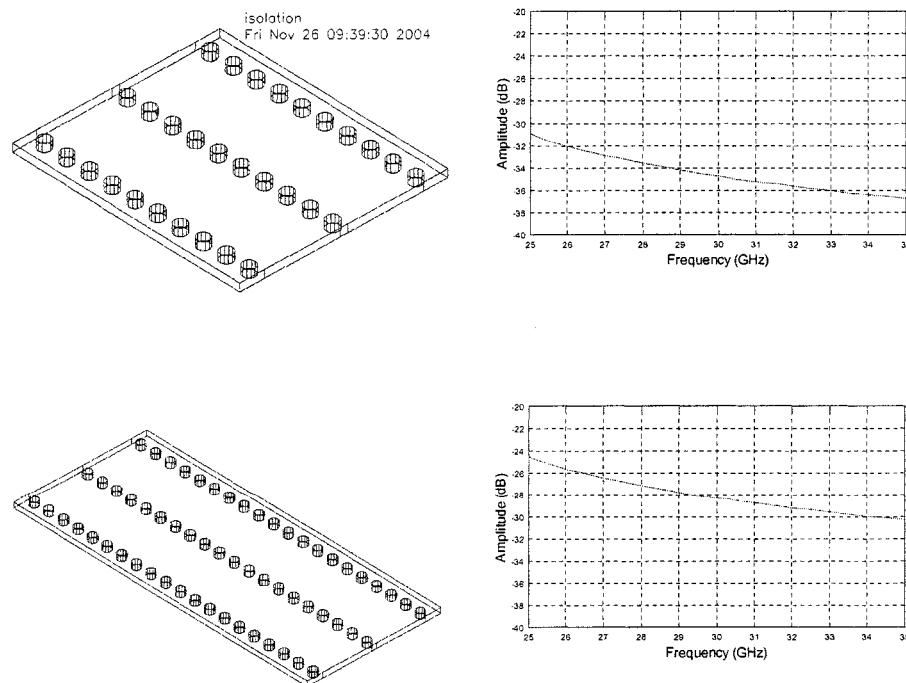


Figure 1.9 - Niveau de diaphonie dans des guides adjacents de différentes longueurs.

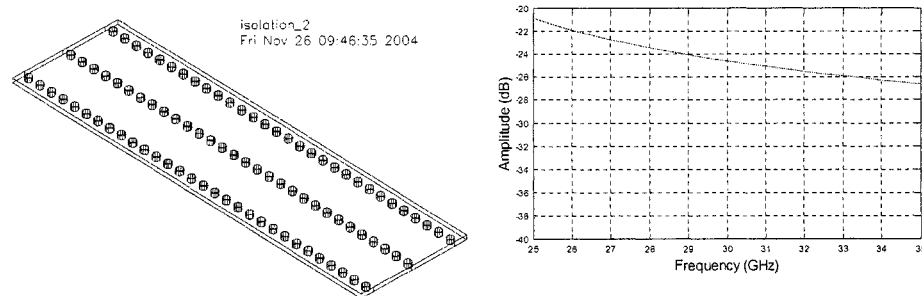


Figure 1.9 - Niveau de diaphonie dans des guides adjacents de différentes longueurs (suite).

1.2.4 Simulation

Dans cette section, nous abordons un problème de simulation des structures GIS. Ce problème a été soulevé lors de certaines simulations où la longueur des guides terminaux d'une structure était modifiée sans changer la structure même. Des variations relativement importantes des paramètres S ont été décelées à ce moment. Nous présentons ici deux exemples de cas semblables : le guide droit et la jonction en T avec pilier inductif.

La figure 1.10 présente trois guides droits GIS de longueurs différentes ainsi que leur niveau de pertes par réflexion à l'entrée. On remarque que les pics d'adaptation se déplacent en fonction de la longueur des guides et que le niveau seuil de réflexion reste relativement élevé (environ -35 dB).

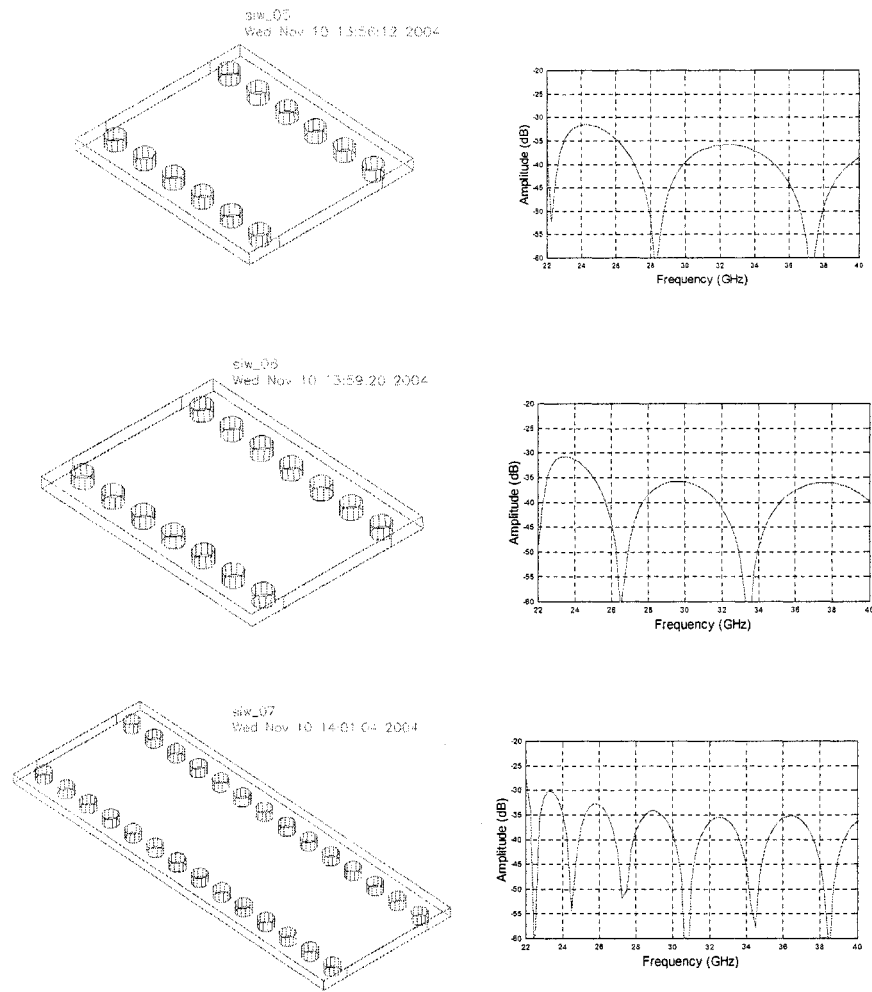


Figure 1.10 - Niveau de pertes par réflexion à l'entrée de guide droit GIS.

La figure 1.11 présente trois jonctions identiques en T avec pilier inductif dont les guides aux ports d'entrée sont de longueurs différentes. On y voit également leur niveau de pertes par réflexion. On remarque que le profil des courbes de niveau de réflexion est sensiblement différent d'une structure à l'autre et que la fréquence optimale change également. Dans l'optique où on cherche à optimiser une jonction afin qu'elle performe bien à une certaine fréquence, le présent sujet pose un problème de précision.

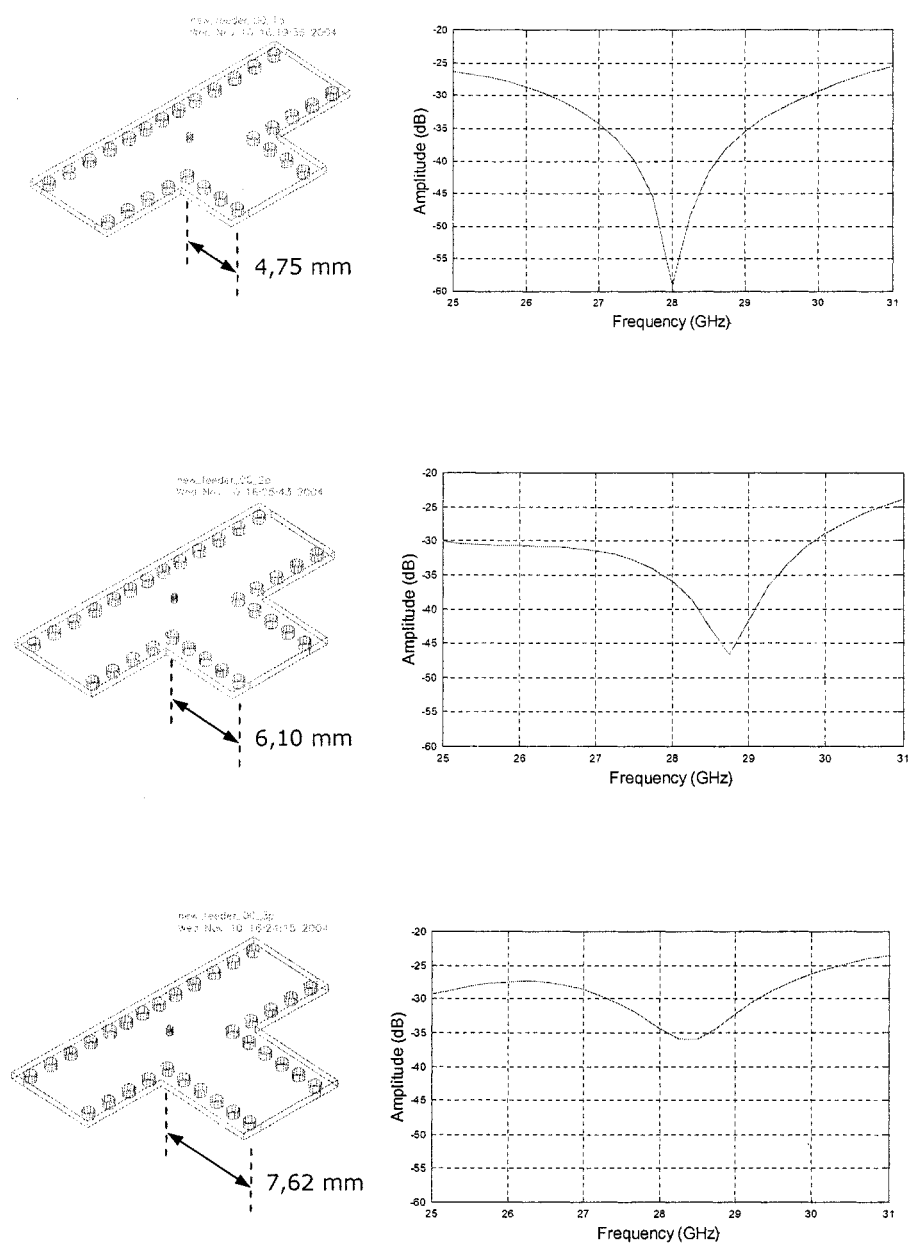


Figure 1.11 - Niveau de pertes par réflexion à l'entrée de jonctions en T GIS en fonction de la longueur du guide d'entrée.

Nous croyons que l'origine de ce phénomène de disparité de résultats en fonction des longueurs de guides se situe au niveau des ports. En estimant à partir de simulations le profil du champ électrique au niveau du plan transverse d'un guide GIS, on se rend compte qu'il est un peu différent du profil TE_{10} du champ électrique qui est forcé au niveau du plan d'un port au moment d'une simulation. Cette discontinuité entre le champ se propageant dans le guide et le champ forcé au niveau d'un port représente une moins bonne adaptation. Ceci se répercute dans le niveau de pertes par réflexion de la structure.

Ce phénomène n'a pas de conséquence trop importante si la conception s'en tient à une jonction isolée. Cependant, il peut sérieusement compromettre la précision des performances simulées d'une structure qu'on aura créée en assemblant plusieurs composantes du genre. Les erreurs de précision associées à chacun des ports risqueront de s'additionner, laissant cours à des erreurs cumulatives importantes.

Une solution possible à ce problème serait d'exciter la structure par un port très large avec une sommation de modes TE_{M0} se rapprochant très fidèlement du profil du mode que l'on trouve à l'intérieur du guide. Cette méthode plus complexe nous demanderait de bien connaître le profil du champ transverse à l'intérieur du guide, de le décomposer sur une base de modes TE_{M0} , d'exciter le port d'entrée avec la sommation de modes représentant ce profil et de récupérer les paramètres S en intégrant le champ de sorties avec ce profil. Par manque de temps, cette solution ne sera pas envisagée dans le cadre de ce document.

1.3 Avantages et inconvénients

Dans cette section, nous allons comparer le guide GIS à deux technologies micro-ondes et ondes millimétriques dont l'utilisation est très répandue : le guide d'ondes métallique rectangulaire et la ligne micro-ruban.

1.3.1 Guide d'ondes métallique rectangulaire

Le guide d'onde métallique rectangulaire représente une technologie mature qui a été largement étudiée depuis la deuxième guerre mondiale. Il demeure encore aujourd'hui vastement utilisé dans le domaines des micro-ondes et ondes millimétriques, car il présente de très faible pertes et permet donc d'obtenir des composants avec de grands facteurs de qualité comme des filtres à coupure très nette. Grâce à l'efficacité des outils de simulation numérique ainsi qu'à la puissance de calculs des processeurs actuels, la conception de circuits réalisés en guides d'ondes est rapide et beaucoup plus simple qu'auparavant. La figure 1.12 illustre un guide d'onde métallique rectangulaire et un circuit construit dans cette technologie.

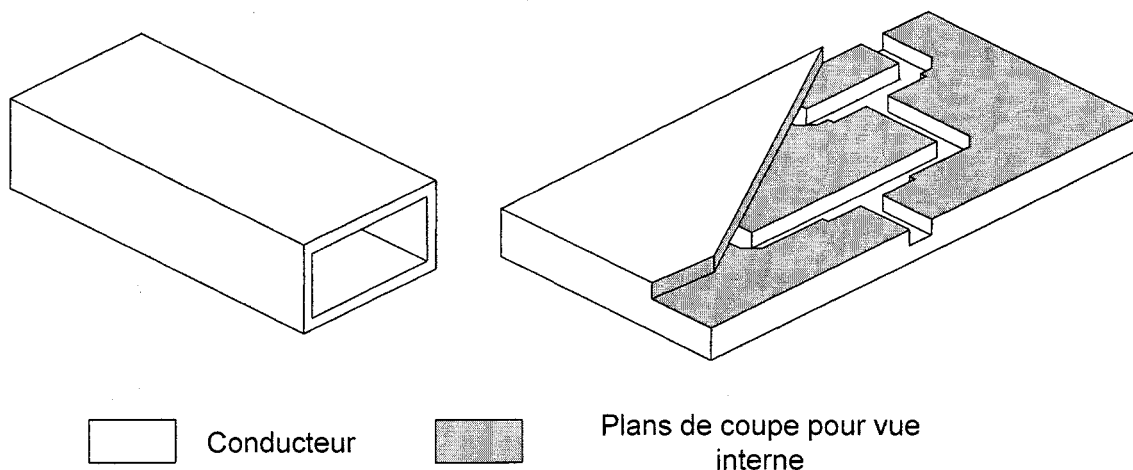


Figure 1.12 - Guide d'onde rectangulaire métallique et un circuit réalisé dans cette technologie.

Cependant, les techniques de fabrication et d'intégration de ces guides d'ondes sont coûteuses. En effet, ces guides doivent être machinés dans des blocs de métal à l'aide de machines à fraiser et une grande attention doit être portée à leur finition. De plus, afin des intégrer à des circuits en technologies planaire telles que des amplificateurs, diodes ou autres circuits actifs, des ajustements mécaniques très délicats sont nécessaires afin

d'obtenir une syntonisation adéquate au niveau des transitions entre ces deux technologies. Finalement, de par sa nature, le guide métallique rectangulaire est dispersif et supporte plusieurs modes de propagations, ce qui limite généralement sa largeur de bande d'opération à 1.5:1.

1.3.2 Ligne micro-ruban

Quant à la ligne micro-ruban (LMR), son usage est très répandu dans le domaine des micro-ondes. Conventionnellement fabriquée par gravure chimique/photolithographie sur un substrat diélectrique, elle présente de très faibles coûts de fabrication. Elle demeure de loin la ligne de transmission la plus facile à intégrer avec des composants discrets ou intégrés et elle est donc utilisée à grande échelle dans les circuits de technologie MHMIC et MIC. La ligne micro-ruban moderne (sur substrat mince) supporte un mode dit quasi-TEM et est donc une ligne de transmission à large-bande et à dispersion très faible. Finalement, des modèles assez précis pour les lignes micro-rubans en basses fréquences (< 20 GHz) sont utilisés dans des logiciels de conception micro-ondes et facilitent ainsi énormément la conception. La figure 1.13 illustre une ligne LMR et un circuit construit dans cette technologie.

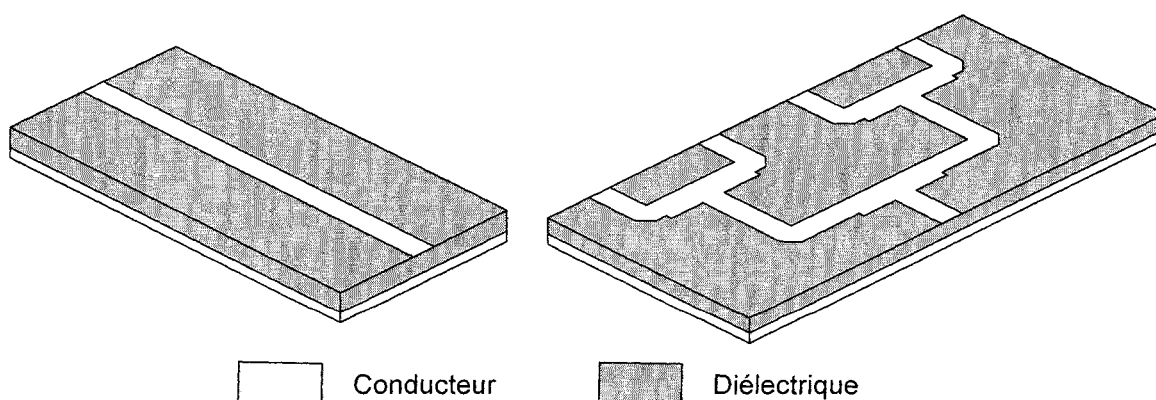


Figure 1.13 - Ligne LMR et un circuit réalisé dans cette technologie.

Malheureusement, l'utilisation de ligne micro-ruban pose un problème important dans la bande des ondes millimétriques. En effet, plus on s'approche de cette bande, plus la ligne micro-ruban se met à rayonner au niveau de ses discontinuités [30-32]. Ce rayonnement, en plus de représenter des pertes de puissance dans un circuit, peut affecter grandement la performance d'éléments tels que des filtres et des cavités en réduisant considérablement leur facteur de qualité [8].

1.3.3 Guide GIS

On peut considérer le guide GIS comme un compromis entre le guide d'onde métallique classique et les lignes micro-rubans. Il puise ses avantages dans chaque technologie. D'abord, le guide GIS peut être fabriqué de façon très abordable par des procédés de technologies planaires tels que LTCC, HTCC (*High-Temperature CO-fired Ceramic*), etc. Il nécessite seulement un procédé permettant le forage de trous et leur métallisation, procédé standard pour effectuer un contact entre deux plans métalliques d'un substrat. Ensuite, comme il s'agit d'une structure construite à même un substrat standard, elle s'intègre facilement, via des transitions connues et sans syntonisation mécanique, à des circuits en technologie planaires (ligne micro-ruban, guide d'onde coplanaire, ligne ruban et ligne à fente) et donc à des composantes discrètes telles que transistors, diodes, capacités, etc. Finalement, ce qui rend l'utilisation du guide GIS intéressante dans la bande des micro-ondes et des ondes millimétriques, c'est le fait que la structure ne rayonne pas à ses discontinuités et qu'elle présente de faibles ondes de fuite. Ceci lui procure un grand avantage par rapport à la ligne micro-ruban, dont les discontinuités rayonnent à un niveau inacceptable dans la bande des ondes millimétriques et par rapport à la ligne ruban ou à la ligne triplan, dont les discontinuités sont propices à l'excitation non désirée de modes de plaques parallèles [5, 6]. En conséquence, le guide GIS permet la conception d'éléments de circuits présentant un facteur de qualité plus important que beaucoup d'autres technologies planaires, même si en théorie, pour une ligne droite, il y a

moins de pertes pour une ligne micro-ruban. La figure 1.14 illustre un guide GIS et un circuit construit dans cette technologie.

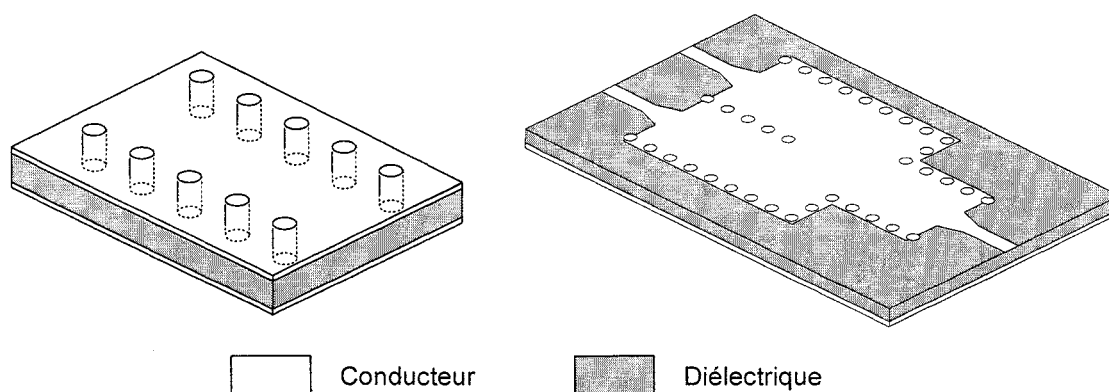


Figure 1.14 - Guide GIS et un circuit réalisé dans cette technologie.

En contre partie à tous ses avantages, l'utilisation du GIS pose quelques inconvénients. D'abord, contrairement au guide métallique rectangulaire, le guide GIS présente des pertes diélectriques associées au substrat utilisé pour sa fabrication. Ces pertes entraînent de façon inhérente une baisse considérable du facteur de qualité des éléments de circuits GIS [8].

De plus, un guide GIS peut présenter des pertes par conduction plus importante qu'un guide métallique rectangulaire équivalent au niveau de la bande d'opération. Par exemple, à 28 GHz, un guide métallique WR28 (280 mil x 140 mil ou 7,112 mm x 3,556 mm, en cuivre) présente des pertes par conduction de 0,0110 dB/ λ_g et un guide GIS équivalent ($\epsilon_r = 2,2$, 189 mil x 94.5 mil ou 4,801 mm x 2,400 mm, en cuivre) présente des pertes par conduction de 0.0163 dB/ λ_g . Ces pertes augmentent si on diminue l'épaisseur du substrat, car le champ électrique devient plus intense dans l'ensemble du guide et donc au niveau des plans métalliques. Par exemple, pour un guide GIS plus mince que le précédent ($\epsilon_r = 2,2$, 189 mil x 20 mil, 4,801 mm x 0,508 mm, en cuivre), les pertes augmentent à 0.0549 dB/ λ_g .

Finalement, selon les spécifications, la conception de circuits GIS peut devenir laborieuse. Quoiqu'on puisse concevoir les premiers prototypes GIS en simulant plutôt les structures en guides d'ondes métalliques rectangulaires équivalents, on ne peut optimiser les structures de cette façon. En effet, au niveau des discontinuités structurales importantes, la discrétisation des murs latéraux des guides en trous métallisés modifie de façon importante le comportement de ces discontinuités. Il devient donc nécessaire à un certain point de simuler la structure exacte, ce qui demande bien sûr plus de puissance et de temps de calculs. Ceci est de plus en plus important, si on cherche à obtenir un comportement à bande très étroite, à supprimer sévèrement les pertes par retour ou à cascader plusieurs jonctions ensemble.

Suite à la présentation des caractéristiques des technologies classiques pour les circuits micro-ondes et ondes millimétriques, nous suggérons un tableau comparatif (voir tableau 1). Cette comparaison qualitative permet de souligner que la technologie des guides GIS est un bon candidat pour les applications micro-ondes et ondes millimétriques qui verront le jour dans les années à venir.

Tableau 1 - Comparaison entre les différentes technologies.

	RWG	LMR	GIS
Faible coût de fabrication	+	+++	+++
Intégration facile	+	+++	++
Conception/simulation facile	++	+++	+
Circuit compact	+	+++	++
Faibles pertes diélectriques	+++	+	++
Faibles pertes par conduction	++	+	+
Faibles pertes par rayonnement	+++	+	++
Important facteur de qualité	+++	+	++
Faible dispersion / Large-bande	+	+++	+

1.4 Choix du substrat/dimension

Afin de nous guider dans le choix d'un substrat et des dimensions de nos structures GIS, nous nous sommes fixés quelques critères de conception :

- Fréquence d'opération de 28 GHz;
- Équilibre entre compacité et facilité de fabrication;
- Faible niveau de pertes;
- Solidité.

La première étape a été de choisir une fréquence d'opération. Nous avons choisi de travailler à 28 GHz. Les applications LMCS sont prévues autour de cette fréquence. Afin de couvrir cette fréquence, ainsi que la bande *Ka* (26,5 à 40 GHz), nous avons décidé d'utiliser des guides GIS synthétisant des guides standard WR28 (section transversale standard de 7,112 mm x 3.556 mm). À 28 GHz, la longueur d'une onde électromagnétique dans l'air est d'environ 10,7 mm. Comme on veut concevoir des circuits complexes dont les dimensions peuvent atteindre plusieurs longueurs d'ondes, il serait préférable d'opter pour un substrat diélectrique dont le ϵ_r est supérieur à 2, ce qui réduirait les dimensions des circuits d'au moins 30%. En survolant les substrats les plus utilisés, on se rend compte que la plupart présentent un ϵ_r supérieur à 2 et que ce critère ne nous limite pas énormément au niveau du choix de substrat.

Comme nous voulons fabriquer nos circuits GIS au centre PolyGRAMES (Groupe de Recherches Avancées en Micro-ondes et Électronique Spatial de l'École Polytechnique de Montréal), nous devons tenir compte de l'équipement et du matériel disponibles. Au moment de la fabrication des prototypes, la méthode de fabrication la plus fiable était encore la gravure mécanique et le perçage suivi de la pose de rivets métalliques. Le diamètre des rivets largement disponibles était de 0,8 mm. Sans vouloir affaiblir le

substrat en le perçant densément et en suivant une recommandation émise sur les guides GIS [10] :

$$p \leq 2d \quad (14)$$

où p est l'espacement (centre à centre) entre les rivets et d est le diamètre du rivet, nous nous sommes tenus à un espacement de 1,524 mm (60 mil).

Afin d'être en mesure de fabriquer des structures GIS qui présentent des discontinuités électriquement fines et donc beaucoup plus courtes que la longueur d'onde guidée, nous devons garder la longueur d'onde guidée très supérieure à l'espacement entre les trous métallisés (1,524 mm).

La figure 1.15 montre la longueur d'onde guidée en fonction de la permittivité relative du substrat. Afin de respecter la contrainte d'espacement exprimée plus haut, ainsi que le désir de réduction du circuit, nous avons choisi de travailler avec un substrat à permittivité relative faible. Ceci nous a mené vers la famille de substrat Duroid 5880 de la compagnie *Rogers*, qui présente un ϵ_r de 2,2. Ceci nous donne un rapport d'environ 7,2 entre la longueur d'onde guidée λ_g et l'espacement p , ce qui nous permettra de synthétiser des discontinuités électriquement fines tout en conservant un facteur de réduction d'environ 30%. De plus, le Duroid 5880 montre de très faibles pertes diélectriques dans la bande des micro-ondes ($\tan \delta = 0,0009$ à 10 GHz), ce qui permet de maintenir un bon facteur de qualité.

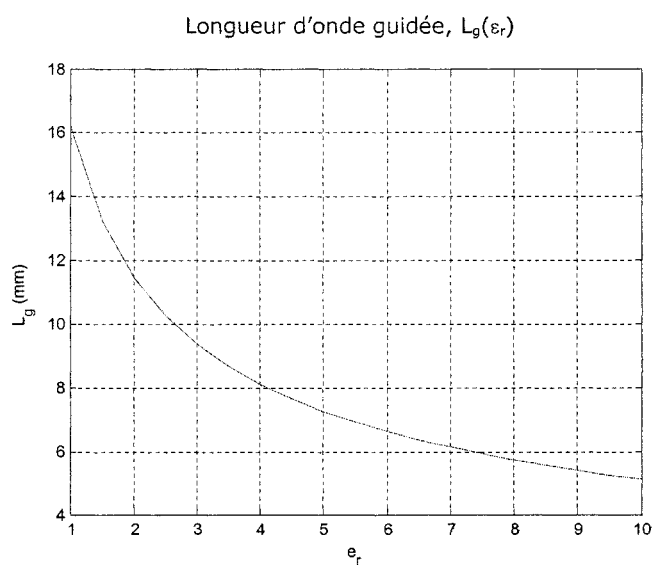


Figure 1.15 - Longueur d'onde guidée en fonction de la permittivité relative du substrat.

La figure 1.16 présente la variation des pertes diélectriques et par conduction dans un guide métallique chargé d'un diélectrique équivalent à un WR 28 mis à l'échelle. Remarquant la faible variation de ces pertes en fonction de la permittivité du diélectrique, notre choix de substrat en demeurera inchangé.

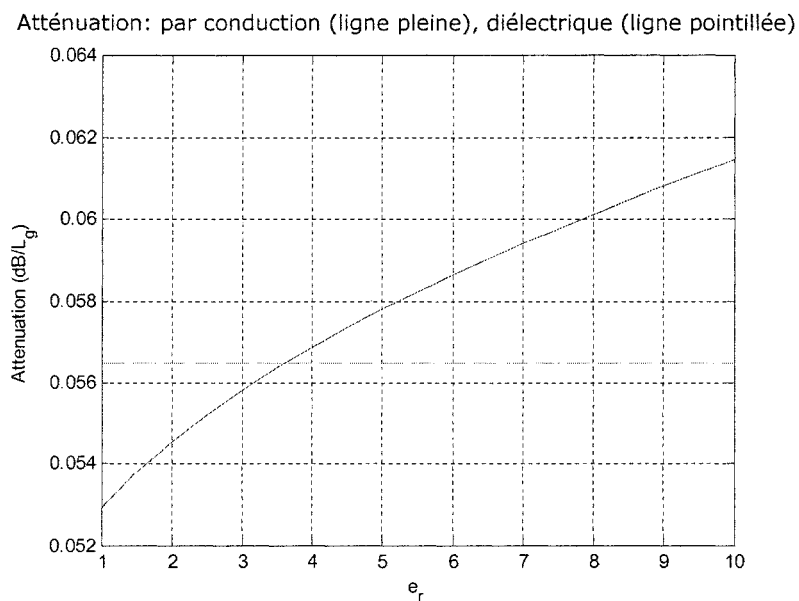


Figure 1.16 - Variation des pertes diélectriques et par conduction dans un guide métallique chargé d'un diélectrique équivalent à un WR 28 mis à l'échelle.

En choisissant de synthétiser des guides WR28 en guide GIS avec le substrat Duroid 5880 de Rogers, nous avons déjà fixé la largeur du guide :

$$a_{eq} = a_{WR28} / \sqrt{\epsilon_r} = 280 \text{ mil} / \sqrt{2,2} = 4,795 \text{ mm} . \quad (15)$$

Ceci équivaut à un guide GIS dont les rangées de trous sont espacées de 5,283 mm, centre à centre. Afin de trouver cette dimension, on peut utiliser une des méthodes décrites à la section 1.2.2 pour faire correspondre la constante de propagation du guide rectangulaire chargée d'un diélectrique équivalent au WR28 à celle d'un guide GIS d'une largeur donnée.

Afin de complètement définir l'aspect de notre guide GIS, il nous reste à fixer l'épaisseur du substrat. Si on se réfère à la section 1.2.1, on remarque que ce paramètre n'a aucune influence sur les modes TE_{m0} au point de vue de la constante de propagation. Cela nous procure un bon degré de liberté sur ce paramètre.

Deux éléments viennent influencer notre choix d'épaisseur: le niveau de pertes dans la structure et l'intégration de composantes actives. Dans un premier temps, on cherche à garder le niveau des pertes bas afin de conserver un important facteur de qualité dans la structure. Dans un deuxième temps, afin de pouvoir intégrer des composantes actives avec des guides GIS, il est nécessaire d'intégrer également des transitions entre ces derniers. Pour cela, nous avons choisi une transition micro-ruban vers GIS, car cette dernière performe bien, est large-bande et a été utilisée avec succès et facilité dans le cadre de mesures [11].

Afin de conserver un facteur de qualité important au niveau de la structure GIS, il est important d'y réduire les pertes par conduction et les pertes diélectriques. La figure 1.17

nous montre ces pertes en fonction de l'épaisseur du substrat (Duroïd 5880, $a = 208$ mil, $\epsilon_r = 2.2$, copper, 0,0009).

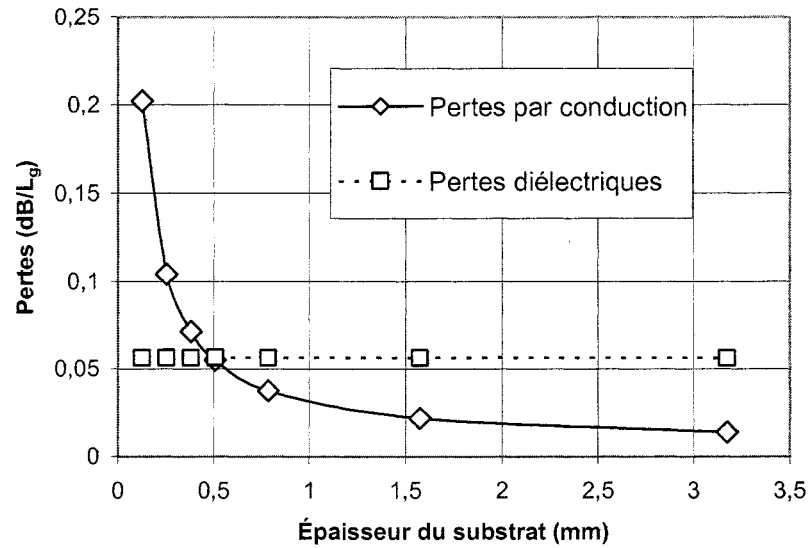


Figure 1.17 - Pertes en fonction de l'épaisseur du substrat.

On remarque que les pertes par conduction dans le guide GIS sont inversement proportionnelles à l'épaisseur du substrat. Cette réalité nous encourage à opter pour un substrat plus épais.

Nous avons mentionné que les guides GIS seraient intégrés à des circuits actifs via des transitions LMR-GIS. Comme n'importe quelle discontinuité de ligne micro-ruban utilisée à des fréquences micro-ondes et ondes millimétriques, ces transitions auront tendance à rayonner de façon importante. Ce rayonnement augmente avec la fréquence d'opération et l'épaisseur du substrat selon la relation suivante [30-32]:

$$P_{rad} \propto \left(\frac{t}{\lambda} \right)^2 F(\varepsilon_{eff}) \quad (16)$$

où λ est la longueur d'ondes d'opération, t est l'épaisseur du substrat et $F(\varepsilon_{eff})$ est un facteur qui dépend uniquement de ε_{eff} , et donc de la forme de la discontinuité. Cette réalité nous encourage donc à opter pour un substrat plus mince.

Afin de rendre l'intégration de composantes actives possible, il est nécessaire d'utiliser des lignes micro-ruban dont d'impédance est relativement basse et proche de 50Ω . Afin de pouvoir réaliser les transitions, il faut également que la largeur des lignes micro-rubans ne se rapproche pas trop de la largeur du guide. Cela dit, plus un substrat est épais, plus la largeur d'une ligne micro-ruban augmente pour une impédance donnée. Le tableau 2 nous donne quelques exemples pour un substrat à 28 GHz avec $\varepsilon_r = 2,2$ et une impédance de 75Ω . Cette autre réalité nous encourage également à opter pour un substrat plus mince.

Tableau 2 - Largeur de ligne pour une impédance de 75Ω .

Épaisseur du substrat	Largeur de ligne
10	14,4
20	31,1
40	72,4
80	179

Tout choix d'épaisseur est un compromis entre divers aspects. Malgré le fait que nous n'avons pas quantifié les pertes par rayonnement, nous avons mis la priorité sur la minimisation de ce facteur. Nous avons donc choisi un substrat de 0,508 mm (20 mil). Avec cette épaisseur, nous obtenons ici un substrat solide, facile à manipuler, facile à intégrer et finalement, espérons le, avec un niveau de pertes assez faible.

Découlant de ce choix, nous présentons au tableau 3 une récapitulation des caractéristiques importantes des guides GIS que nous avons utilisés lors du projet.

Tableau 3 - Récapitulation des caractéristiques importantes des guides GIS

Bande d'opération	Ka	26,5 à 40 GHz
Largeur équivalente	a_{eq}	4,795 mm (189 mil)
Largeur (centre à centre)	a	5,283 mm (208 mil)
Épaisseur	t	0,508 mm (20 mil)
Diamètre des trous	d	0,8 mm (31,5 mil)
Espacement des trous	p	1,524 mm (60 mil)
Conductivité (cuivre)	σ	$5,75 \times 10^7$ S/m
Pertes diélectriques	$\tan \delta$	0,0009

CHAPITRE 2 - JONCTIONS DE BASE

Dans cette section, nous discuterons des jonctions de base par lesquelles nous avons débuté notre étude. Nous les présenterons d'abord de façon générale avant de continuer avec leur géométrie, leur simulation, leur conception et leurs mesures. Ces jonctions à trois ports constitueront les cellules avec lesquelles nous bâtiront les diviseurs de puissances plus élaborés.

2.1 Jonction en Y droit

2.1.1 Présentation générale

Comme nous avons mentionné dans l'introduction, une utilisation intéressante pour un diviseur de puissance est de servir de structure d'alimentation pour une antenne-réseau. Dans le présent travail, nous avons orienté notre conception d'un diviseur de puissance 1 à 16 vers une utilisation en tant qu'alimentation d'une antenne GIS à fentes. La figure 2.1 montre un exemple d'une antenne GIS à fentes de huit ports d'entrée. L'entrée de cette topologie d'antenne est formée d'une série de guides GIS parallèles et délimités à chaque fois par une seule rangée de trous métallisés.

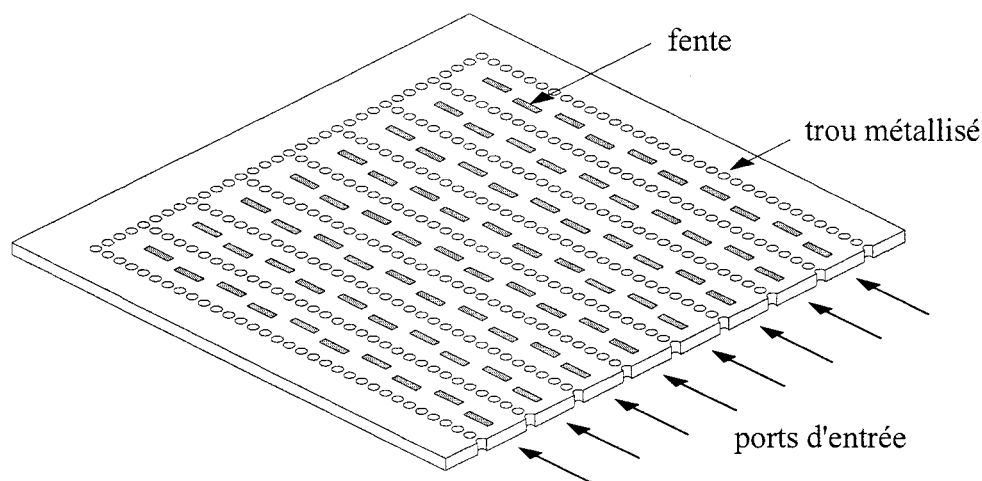


Figure 2.1 - Antenne GIS à fentes.

Dans sa réalisation la plus simple, cette antenne nécessite que le signal d'alimentation à chaque port d'entrée soit égal en niveau de puissance et en phase. Conséquemment, la sortie du diviseur de puissance doit également respecter cette exigence. Pour cela, nous avons décidé d'adopter une approche de conception en « hiérarchie binaire ». Par cette expression, nous voulons désigner une structure basée sur une cascade de diviseurs 1 à 2. Cette approche, en s'appuyant sur la symétrie, représente probablement l'approche la plus simple qui peut assurer une division égale en puissance et en phase du signal d'entrée. De plus, si les jonctions utilisées présentent de larges bandes d'opération, il est fort probable que la structure finale présente à son tour une largeur de bande considérable. Se basant sur cette approche, notre première jonction de base devra être un diviseur à trois ports dont des deux ports de sortie sont adjacents.

2.1.2 Géométrie

Pour débiter notre étude de la jonction en Y droit, nous avons débuté par une analyse en guide d'onde équivalent. Nous rappelons l'équivalence entre un guide GIS et un guide d'onde rectangulaire métallique qui a été discuté à la section 1.2.2.

Afin d'alimenter les deux guides adjacents propageant un mode TE_{10} , nous nous sommes proposés d'utiliser une deuxième discontinuité de la forme d'une jonction « marche ». Il s'agit d'une discontinuité formée par le passage d'un guide propageant un mode TE_{10} à un guide deux fois plus large. Ce dernier alimentera les guides adjacents. La figure 2.2 illustre l'ensemble des jonctions.

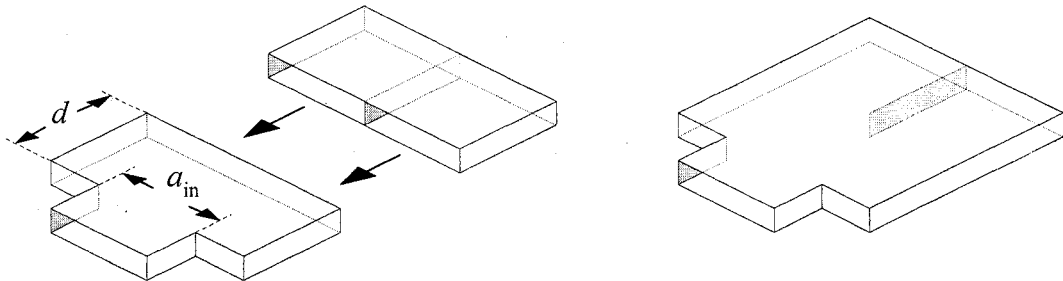


Figure 2.2 - Assemblage des deux jonctions pour créer la jonction en Y droit.

2.1.3 Conception

Pour cette jonction en Y droit, et ainsi que pour toutes les autres structures du projet, nous avons fixé notre limite du niveau de pertes par réflexion acceptable à l'entrée de la structure à -20 dB dans la bande de fréquence d'intérêt. Ce niveau a orienté notre conception et la largeur de bande de la structure a été calculée à partir de ce critère.

Notre but de conception était ici d'obtenir un niveau de réflexion (ou niveau d'adaptation) inférieur à -20 dB sur une grande largeur de bande. Au départ, nous avons essayé de couvrir toute la bande Ka (26,5 à 40 GHz), mais nous avons rapidement constaté que cela serait extrêmement difficile à réaliser. Nous avons alors décidé de chercher un aspect large bande, tout en essayant de maintenir un niveau de réflexion inférieur à -25 dB à la fréquence d'opération, soit à 28 GHz.

Dans le processus d'optimisation, nous avons d'abord cherché à identifier les paramètres de la structure influençant de façon importante ses performances. La figure 2.3 présente la topologie de la structure, ainsi que les paramètres dimensionnels importants.

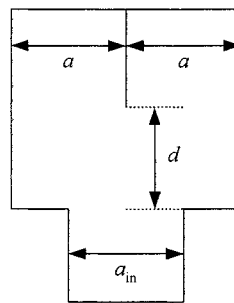


Figure 2.3 - Structure et paramètres dimensionnels : a est la largeur des guides de sortie; a_{in} est la largeur du guide d'entrée; d est profondeur du mur mitoyen.

Une série de simulations faites avec l'outil Empipe3D du logiciel HFSS [33] nous a permis de constater les relations suivantes :

- la distance du mur mitoyen d par rapport au guide d'entrée influence la fréquence optimale pour le niveau de réflexion : plus le mur est proche de l'ouverture, plus la fréquence optimale tend à augmenter (voir figure 2.4);
- la largeur a_{in} du guide d'entrée influence le niveau de réflexion sans trop changer la fréquence optimale : pour une certaine distance d , il existe une valeur de $a_{in, opt}$ pour laquelle le niveau de réflexion est très faible (moins de -40 dB) (figure 2.4).

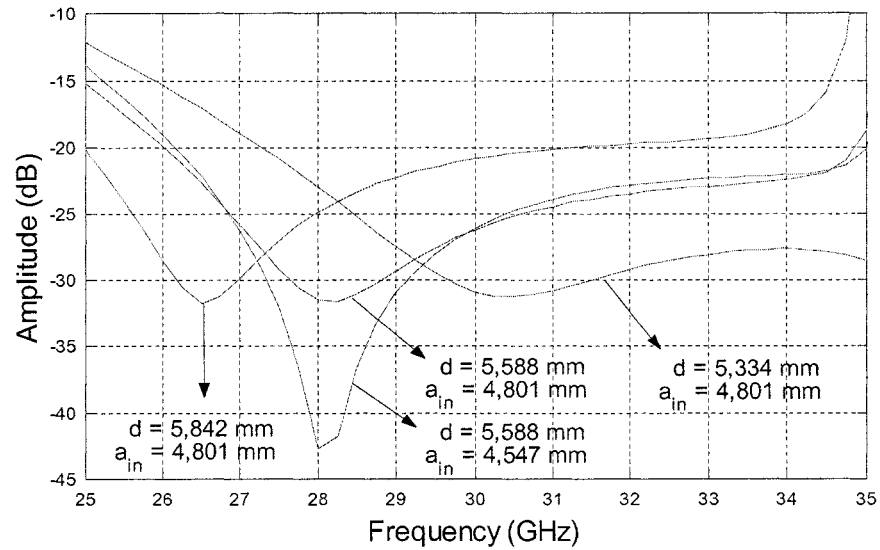


Figure 2.4 - Série de simulation de la jonction en Y droit : pertes par réflexion (S_{11}), $a = 4,801$ mm (189 mil).

À la base, nous avons voulu garder les guides d'entrée et de sortie à la même largeur, c'est à dire à 4,80 mm (189 mil) en largeur équivalente ou 5,28 mm (208 mil) en largeur de guide GIS. En se fiant aux relations présentées ci-haut, seulement quelques itérations de simulation ont été nécessaires à l'obtention d'une première structure répondant à nos critères d'optimisation en simulation. Cette jonction en Y droit optimale ainsi que ses performances simulées sont illustrés à la figure 2.5.

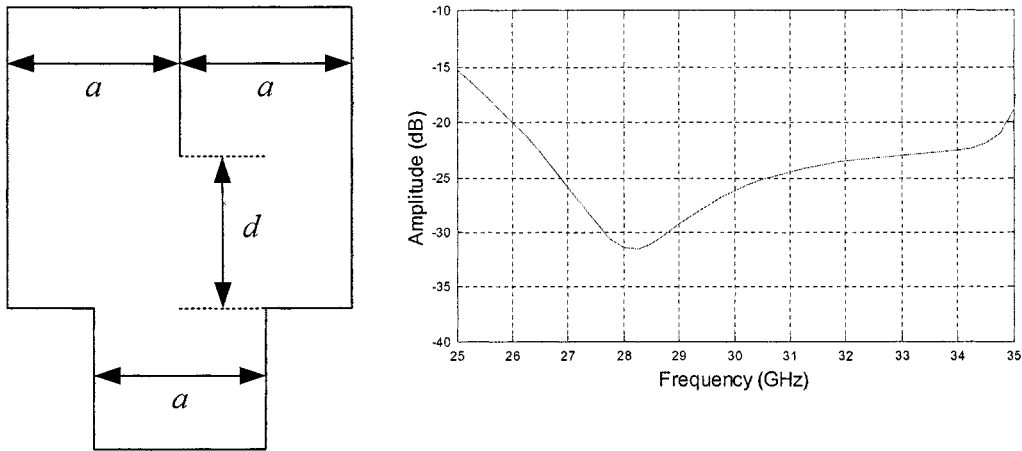


Figure 2.5 - Jonction optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : mur mitoyen mince, $a = 4,801$ mm (189 mil), $d = 5,59$ mm (220 mil).

Le mur mitoyen séparant les deux guides adjacents doit, dans le cas du guide GIS, être formé d'une rangée de trous métallisés. Nous avons donc refait le processus d'optimisation en tenant compte de la largeur de ce mur en guide équivalent, évalué à 0,483 mm (19 mil). Cette évaluation représente deux fois la distance entre le centre des trous d'une rangée et le mur électrique équivalent. Cette nouvelle jonction en Y droit optimale ainsi que ses performances simulées sont illustrés à la figure 2.6.

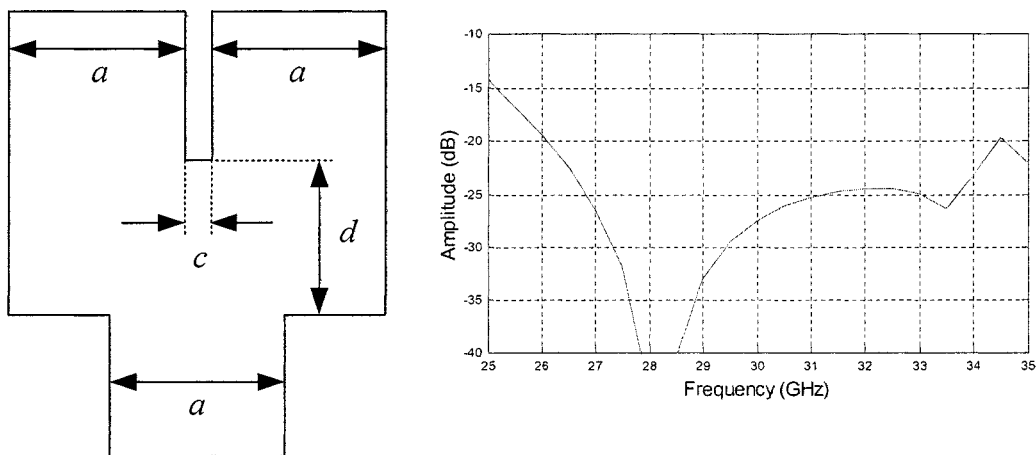


Figure 2.6 - Jonction optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : mur mitoyen épais, $a = 4,80$ mm (189 mil), $d = 5,79$ mm (228 mil), $c = 0,483$ mm (19 mil).

Finalement, partant de cette dernière solution, nous avons repassé une dernière fois par le processus d'optimisation en simulant la structure en GIS, telle que formée par les trous métallisés. Ceci nous a mené à la jonction et aux performances illustrées à la figure 2.7.

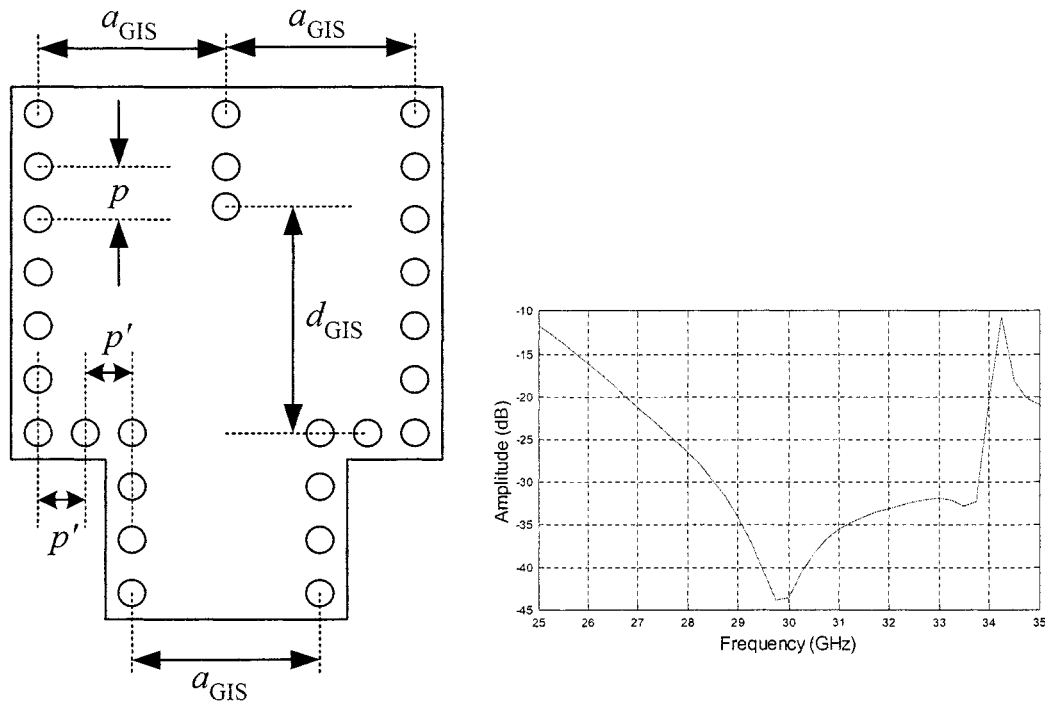


Figure 2.7 - Jonction GIS optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : $a_{GIS} = 5,28$ mm (208 mil), $p = 1,524$ mm (60 mil), $p' = 1,321$ mm (52 mil), $d = 6,375$ (251 mil).

Notons ici que cette jonction GIS ainsi que ses performances diffèrent sensiblement de la jonction en guide équivalent. Ceci nous montre l'importance que peut avoir la simulation complète de la structure, surtout dans les cas où de fortes discontinuités sont présentes dans la structure.

2.1.4 Construction

La jonction en Y droit, ainsi que la plupart des structures GIS conçues dans ce projet, ont été fabriquées par un procédé de gravure mécanique à l'aide d'une machine de micro-machinage 2D d'origine allemande nommée ici LPFK. Ce procédé permet la soustraction d'un plaquage métallique d'un substrat à l'aide de micro-meules ainsi que la perforation à l'aide de micro-mèches. Des rivets d'étain ont été insérés dans les trous du substrat puis soudés aux deux couches métalliques afin d'effectuer un bon contact électrique. La figure 2.8 montre le circuit final.

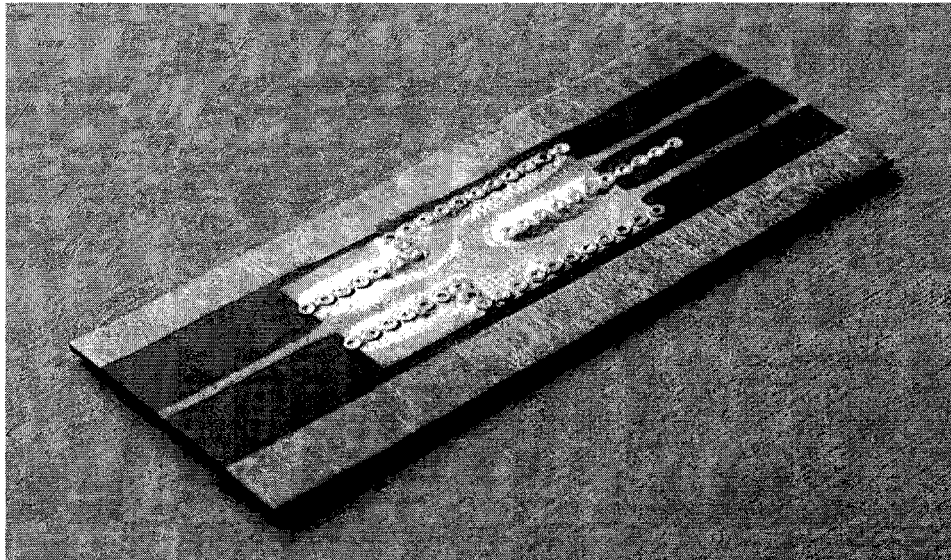


Figure 2.8 - Jonction en Y droit après fabrication

Aux ports du circuit GIS, on remarque les transitions GIS-LMR nécessaires à la mesure. Ces transitions sont identiques et ont déjà été utilisées avec succès dans le passé [11]. En guise de vérification, ces transitions ont été simulées sous HFSS. La figure 2.9 présente la structure simulée et les performances de cette dernière. On remarque un très faible niveau de puissance réfléchi à la fréquence d'opération. Il est à noter que la simulation

tient compte des arrondissements sur le périmètre de la transition causés par la fraiseuse LPKF opérant avec une meule de 0,787 mm, (31 mil) de diamètre.

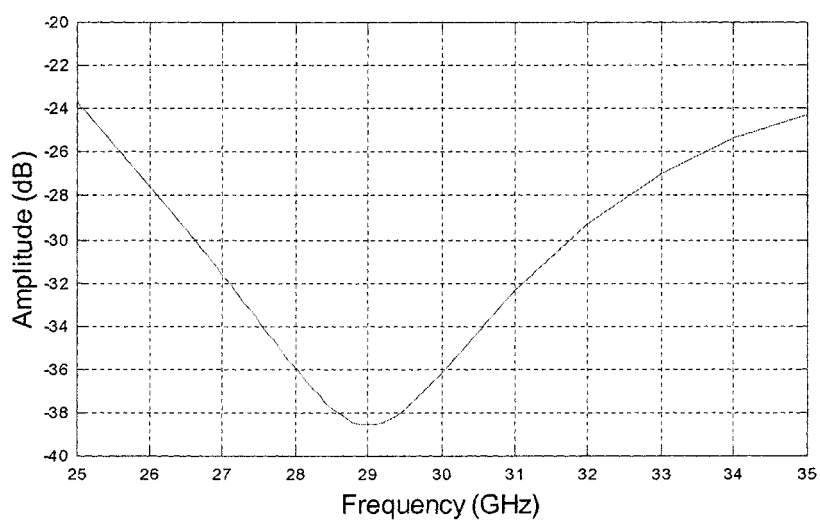
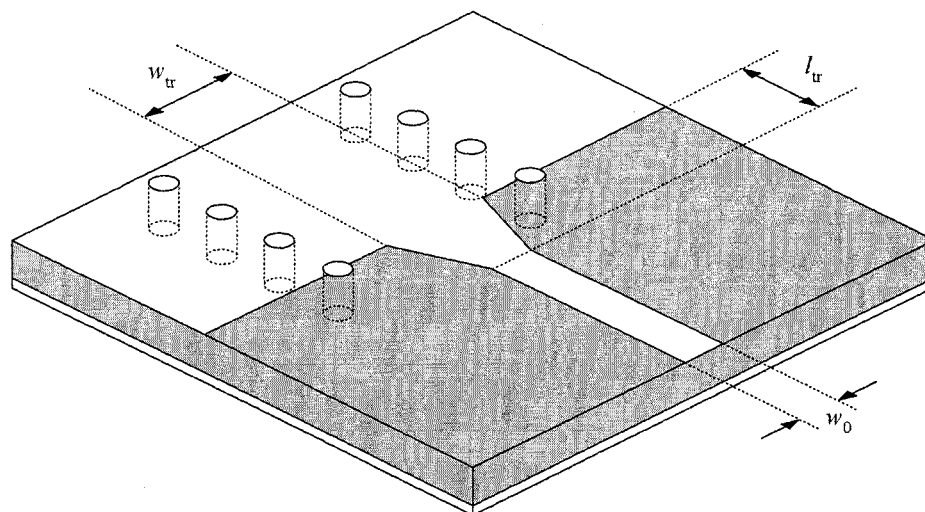


Figure 2.9 - Transition GIS-LMR et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : $w_0 = 0,838$ mm (33 mil), $Z_0 = 75 \Omega$, $w_{tr} = 1,473$ mm (58 mil), $l_{tr} = 1,651$ mm (65 mil).

La figure 2.10 nous montre un agrandissement de la transition GIS-LMR. Il est capital d'effectuer une bonne soudure au niveau des rivets de la transition afin d'assurer le bon comportement de la structure.



Figure 2.10 - Agrandissement de la transition.

2.1.5 Mesures

La mesure des paramètres S de la jonction en Y droit a été effectuée à l'aide d'un analyseur de réseau conventionnel, soit un HP8510. Une monture Wiltron (modèle SC5226) est utilisée pour effectuer la transition LMR-Coax. Une calibration TRL est préalablement effectuée à l'aide d'une trousse de calibration en ligne micro-ruban faite sur mesure. La figure 2.11 illustre le montage utilisé pour la mesure.

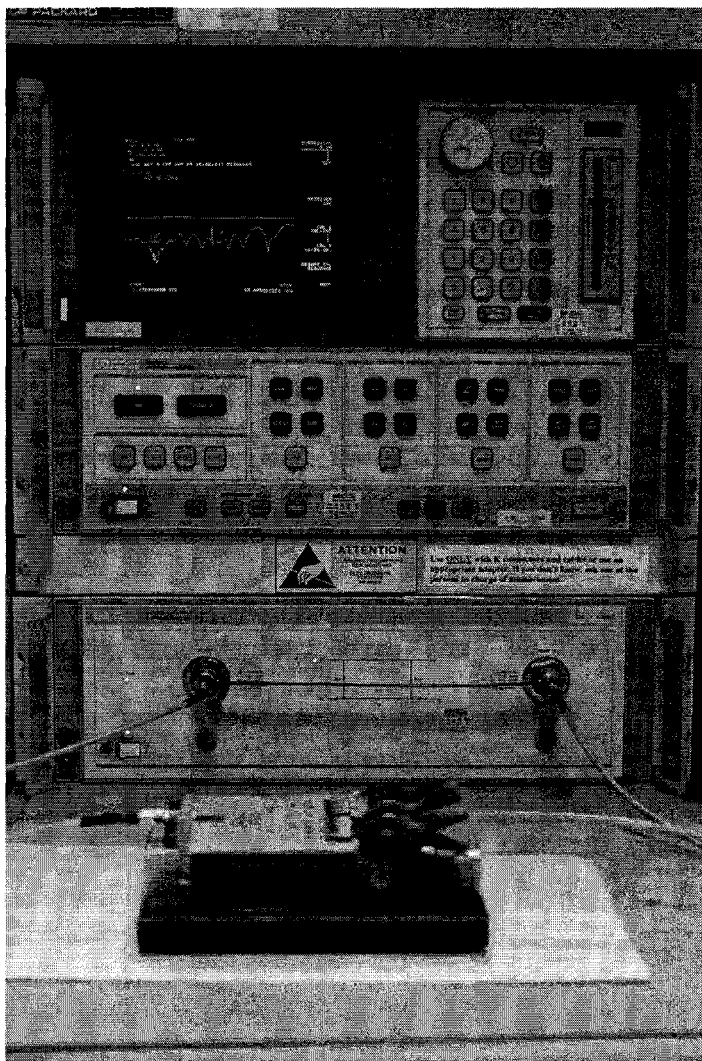


Figure 2.11 - Montage de mesure : en avant plan, la monture Wiltron et un circuit sous mesure, en arrière plan, l'analyseur de réseau HP8510.

Afin d'effectuer des mesure juste des paramètres S, tous les ports non utilisés doivent être terminés par une charge adaptée afin d'éliminer le plus possible les réflexions à ces endroits. Après avoir évalué quelques solutions classiques, nous avons plutôt décidé d'utiliser des pièces de matériaux absorbants conçues pour absorber les ondes électromagnétiques. Ces pièces ou charges sont déposées sur les lignes micro-ruban et éliminent de façon variable les réflexions sur ces lignes, en fonction de leur forme. Après

plusieurs essais, une forme optimale de charge absorbante a été obtenue. La figure 2.12 nous montre la charge en question, ses dimensions approximatives et le niveau de réflexion obtenue sur une ligne micro-ruban sur laquelle on a placé cette charge. Le matériau absorbant utilisé est fabriqué par la compagnie *Emerson & Cuming Microwave Products*. Il s'agit du *Eccosorb GDS/SS-6M*, d'une épaisseur de 0,762 mm (30 mil).

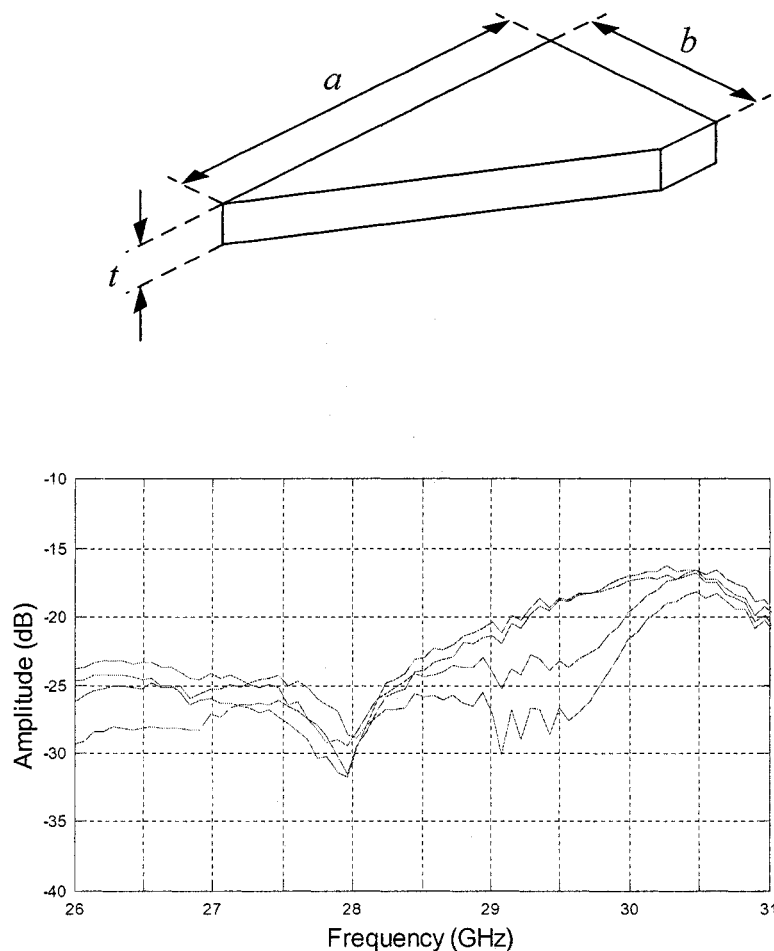


Figure 2.12 - Charge absorbante et des pertes par réflexion mesurées sur quelques charges : $a = 12,19$ mm (480 mil), $b = 5,08$ mm (200 mil), $t = 0,762$ mm (30 mil).

La figure 2.13 présente les résultats de mesures superposés aux résultats de simulation au niveau du S_{11} . On note que les pertes par réflexion sont représentées par deux courbes. Ces courbes sont obtenues dans le processus de mesure en alternant le port de sortie mesuré par la seconde sonde de l'analyseur de réseau. On remarque que le niveau de réflexion est plus élevé en mesure, mais que la largeur de bande basée sur un niveau de -20 dB est restée très intéressante : 22% de largeur centrée à 29,5 GHz. Nous considérons que le but de conception a été atteint.

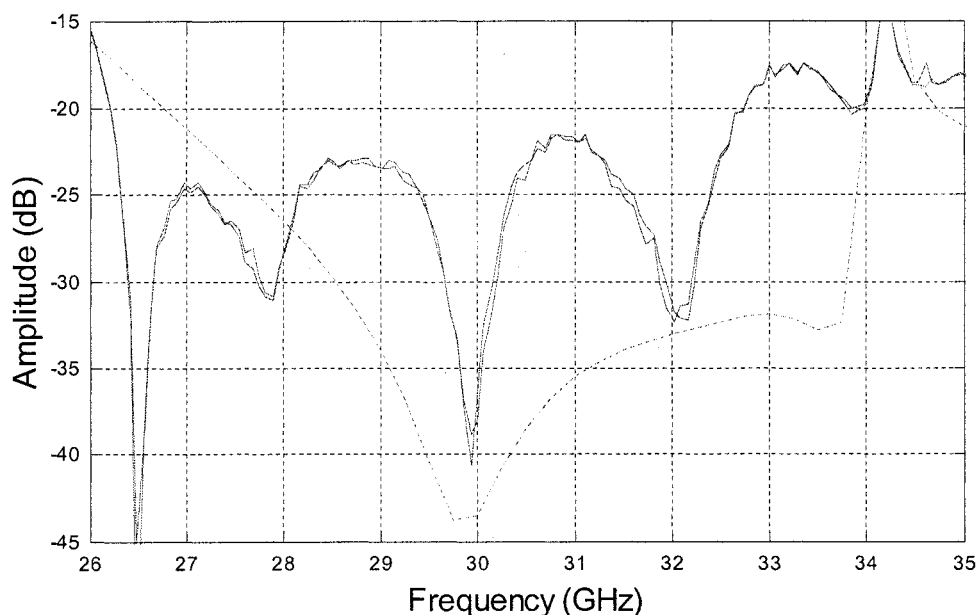


Figure 2.13 - Jonction en Y droit GIS : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).

2.1.6 Diaphonie

Comme constatation complémentaire, nous avons trouvé intéressant d'évaluer par simulation le niveau de diaphonie entre deux transitions adjacentes.

La figure 2.14 présente deux guides GIS adjacents (5,334 mm ou 210 mil) et deux bouts de ligne micro-ruban sortant des guides (10,2 mm ou 400 mil). On y voit également le niveau de diaphonie entre deux ports opposés appartenant à des guides GIS différents, ce qui vaut au paramètre S_{41} de la structure. Sur la plage d'opération qui nous est importante (26 à 30 GHz), ce niveau demeure inférieur à -20 dB.

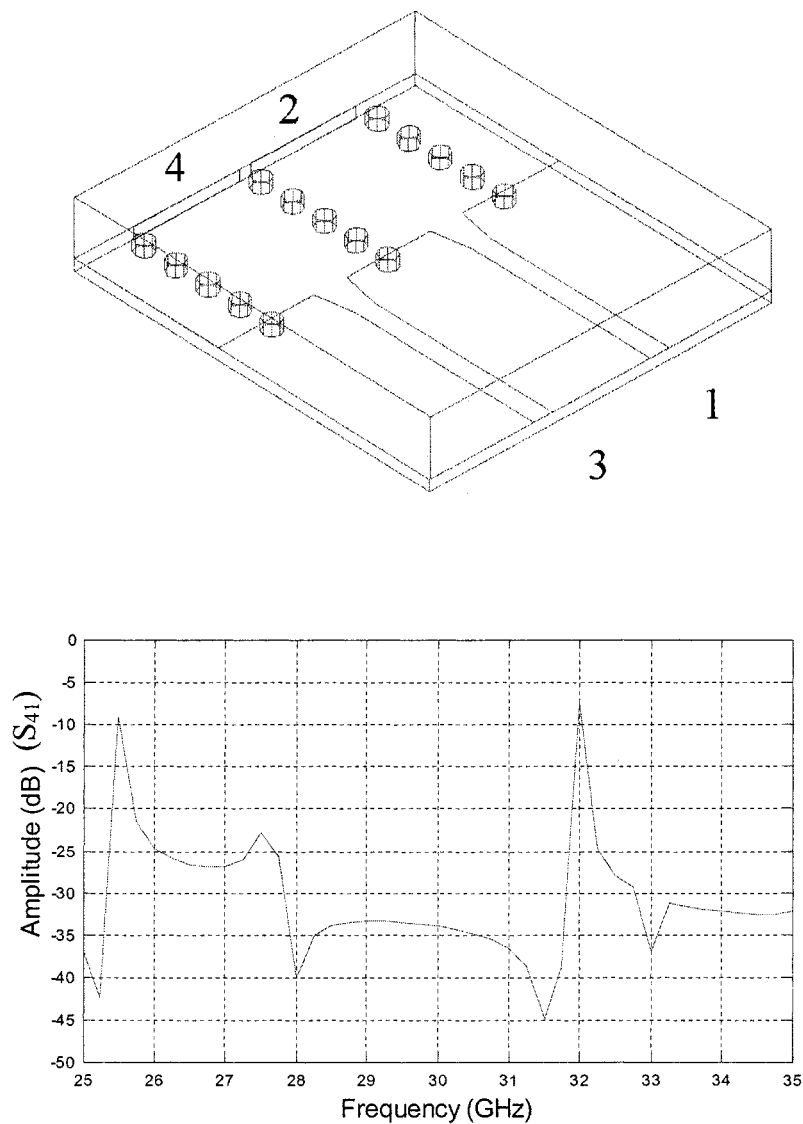


Figure 2.14 - Transitions adjacents et mesure de la diaphonie entre les deux ensembles de guides GIS et lignes LMR.

2.2 Jonction en T

2.2.1 Présentation générale

La jonction en T permet de diviser un signal et de l'acheminer dans des directions opposées. Ceci s'avère important quand on essaie de distribuer un signal sur une grande étendue en largeur. Nous avons donc étudié la jonction en T afin de pouvoir l'utiliser dans les étages d'entrée du diviseur de puissance.

Il peut s'avérer difficile d'adapter une jonction en T afin qu'elle présente de faibles pertes par retour de façon large bande. Notre première série d'essais a été relativement infructueuse. À l'aide d'un logiciel de simulation pour structure guide d'onde en 2D [34], nous avons essayé d'optimiser l'adaptation de la jonction T (en guide d'onde équivalent) de différentes façons. La

figure 2.15 présente une sélection de topologies issues de ces essais ainsi que leur performance.

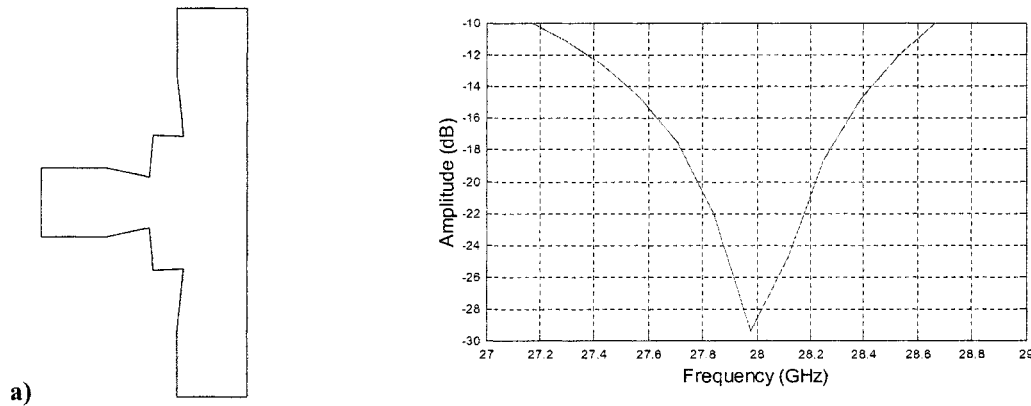


Figure 2.15 - Série de jonctions en T classiques optimisées :

a) optimisation de l'entrée de la jonction, avec une objectif de faible niveau de réflexion (moins de -30dB à 28 GHz);

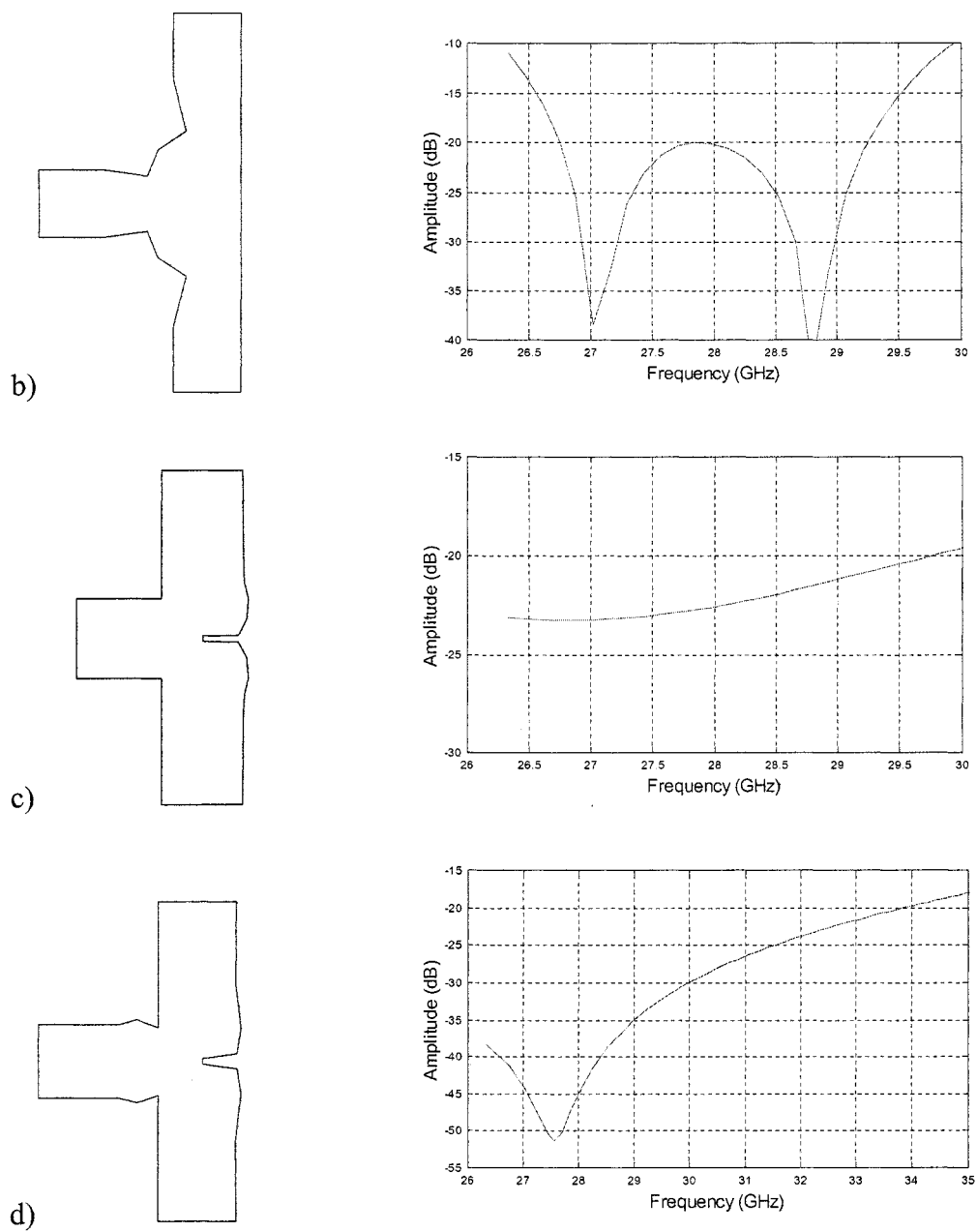


Figure 2.15 - Série de jonctions en T classiques optimisées (suite)

- b)** optimisation de l'entrée de la jonction, avec une objectif de largeur de bande importante à -20 dB;
- c)** optimisation du mur de fond de la jonction, avec objectif de faible niveau de réflexion à 28 GHz;
- d)** optimisation du toute la jonction, avec objectif de faible niveau de réflexion à 28 GHz.

Chacune des dernières topologies pose un des problèmes suivants : a) faible largeur de bande à -20 dB, b) et c) pertes par retour trop importantes à 28 GHz ou c) et d) présence de discontinuités trop petites pour trouver leur équivalence en guide GIS. Concernant ce dernier aspect, on doit se rappeler que le diamètre des trous métallisés trouve une certaine limite inférieure et qu'on ne peut pas faire l'équivalent d'un aileron mince en GIS. Nous nous sommes alors penchés sur une autre topologie que nous avons trouvée dans la littérature : la jonction en T avec pilier inductif. Il s'agit d'une jonction en T (dans le plan H) au centre de laquelle se trouve un cylindre métallique dont les deux extrémités font contact avec les plans conducteurs parallèles au plan H.

On trouve les premières références à la jonction en T avec pilier inductif à la fin des années 80 / début 1990. On note principalement les textes suivants :

- Brevet soviétique, 1988 [35] : Sur un dessin de diviseurs de puissance, des piliers inductifs apparaissent dans les jonctions en T, sans mention apparente dans le texte (écrit en russe, bien sûr) ;
- Article de conférence, 1990 [36] : Le pilier inductif est utilisé pour adapter une série de jonctions en T en guide d'onde. L'optimisation est faite par essais et erreurs et ne démontrent qu'un niveau moyen de pertes par retour ;
- Article de revue, 1991 [37] : Une analyse de la jonction en T avec le pilier inductif par la méthode des moments est effectuée. Des mesures expérimentales viennent valider la méthode l'analyse et quelques recommandations de conception sont émises.

Voyant les performances obtenues par l'équipe de cette dernière référence, nous avons opté pour cette topologie se prêtant bien aux méthodes de construction des guides GIS.

2.2.2 Géométrie

La jonction en T avec pilier inductif est une jonction en T standard dans le plan H au centre de laquelle se trouve un cylindre métallique dont les deux extrémités font contact avec les plans conducteurs parallèles au plan H. Le centre du pilier se trouve sur le plan de symétrie de la jonction. Ce pilier sert essentiellement à diminuer les pertes par retour au port d'entrée. Dans certain cas, on peut également ajouter un iris à l'entrée. La figure 2.16 présente la jonction en question.

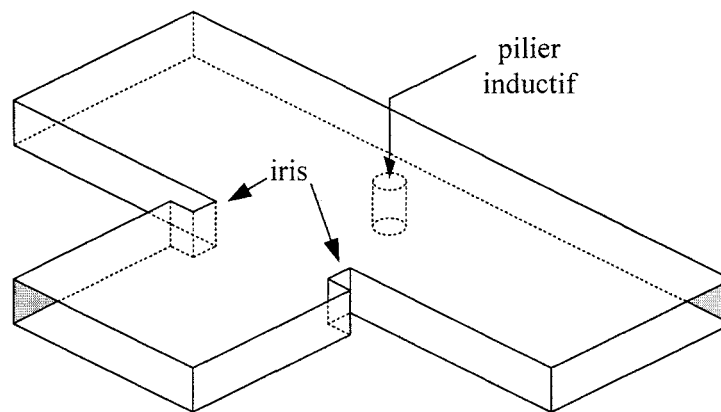


Figure 2.16 - Jonction en T avec pilier inductif : pilier inductif et iris.

On dit que le pilier est inductif, car il représente une discontinuité dans le plan H d'une structure guide d'onde. La plupart des discontinuités dans le plan H peuvent être représentées par un circuit équivalent en T dont l'élément en parallèle est inductif [24].

2.2.3 Conception

Notre but de conception était ici d'obtenir un niveau de réflexion inférieur à -20 dB sur une grande largeur de bande, tout en essayant de maintenir un niveau de réflexion inférieur à -30 dB à la fréquence d'opération, soit à 28 GHz.

Dans le processus d'optimisation, nous avons d'abord cherché à identifier les paramètres de la structure influençant de façon importante ses performances. Nous avons d'abord commencé à travailler avec la structure en guide équivalent. La figure 2.17 présente la topologie de la structure, ainsi que les paramètres dimensionnels importants.

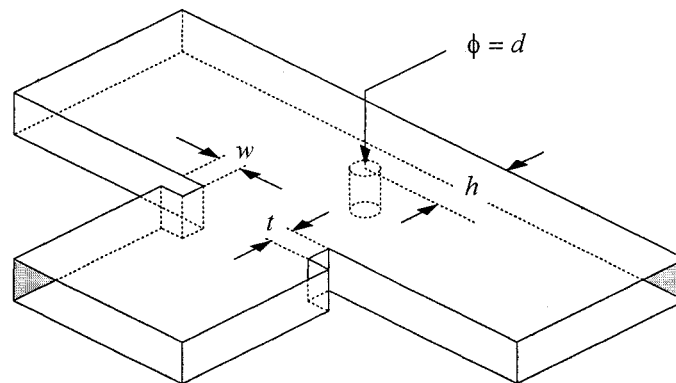


Figure 2.17 - Jonction en T avec pilier inductif : paramètres dimensionnels importants.

Une série de simulations sur HFSS [33] nous a permis de constater les relations suivantes :

- la distance h entre le centre du pilier et le fond de la jonction influence la fréquence optimale pour le niveau de réflexion : plus le pilier est près du mur du fond de la jonction, plus la fréquence optimale tend à augmenter (voir figure 2.18);

- la diamètre du pilier d influence le niveau de réflexion sans trop changer la fréquence optimale : pour une certaine distance h , il existe une valeur de d pour laquelle le niveau de réflexion est très faible (moins de -50 dB, voir figure 2.18).

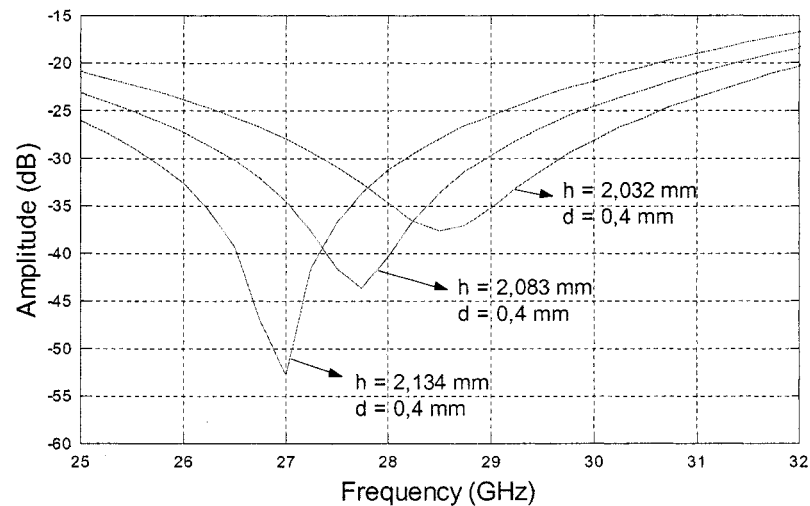


Figure 2.18 - Série de simulation de la jonction en T avec pilier : pertes par réflexion (S_{11}), $a = 4,801$ mm (189mil), $t = 0$ mm, $w = 0$ mm.

Le grand nombre de simulations qui ont été effectuées dans cette partie du travail nous a permis de créer des courbes de conception pour la jonction en T avec pilier inductif. Ces courbes, qui ont en partie fait l'objet d'un article [38], permettent de concevoir rapidement une jonction en T optimale avec pilier inductif et ce à n'importe quelle fréquence, dimension et constante diélectrique, tant et aussi longtemps que seul le mode fondamental (TE_{10}) se propage dans ces conditions. Cette méthode de conception prend pleinement avantage de la capacité des guides GIS d'opérer à différentes fréquences en suivant la mise à l'échelle dictée par les dimensions des guides et les matériaux diélectriques utilisés.

En se fiant à ces relations, seulement quelques itérations de simulation ont été nécessaires à l'obtention d'une première structure répondant à nos critères d'optimisation en simulation. Cette jonction en T optimale ainsi que ses performances simulées sont illustrés à la figure 2.19.

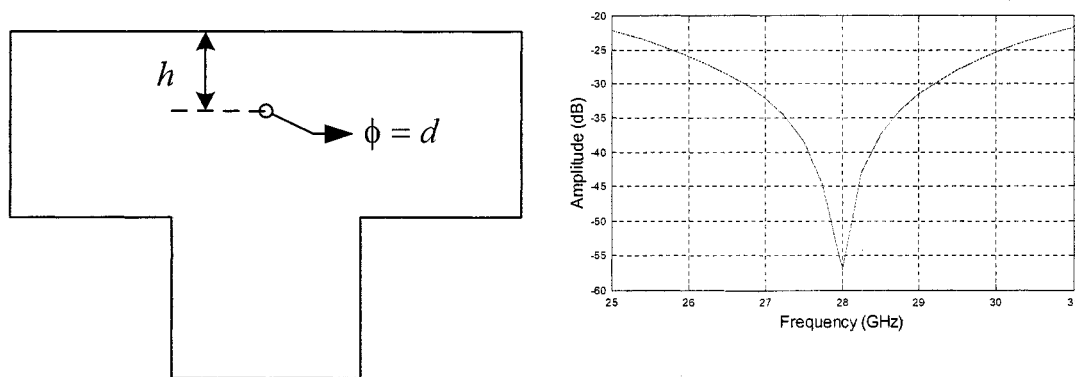


Figure 2.19 - Jonction optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : $a = 4,801$ mm (189 mil), $h = 2,083$ mm (82 mil), $d = 0,3912$ mm (15,4 mil).

Limité par notre méthode de fabrication, il est impossible d'obtenir le diamètre de pilier pour cette dernière conception. Nous avons dû repasser à travers le processus d'optimisation en fixant le diamètre du pilier à la plus proche valeur disponible en fabrication. Cette nouvelle jonction en T optimale ainsi que ses performances simulées sont illustrés à la figure 2.20.

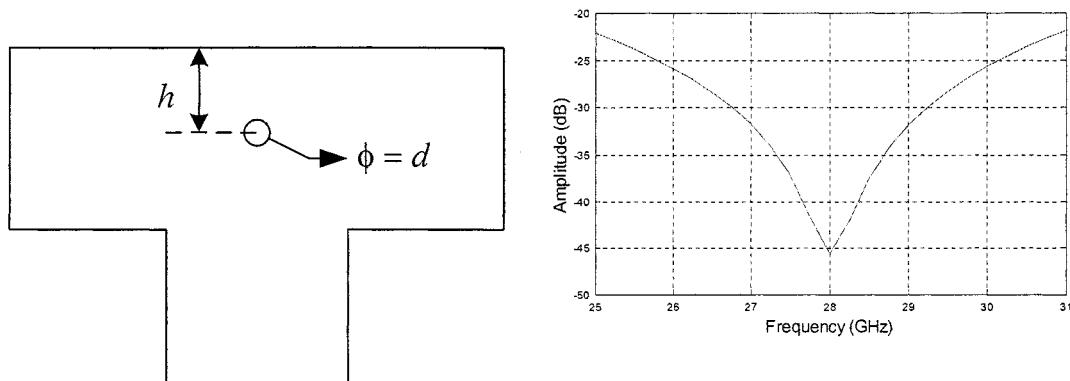


Figure 2.20 - Jonction optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : $a = 4,801$ mm (189 mil), $h = 2,073$ mm (81,6 mil), $d = 0,400$ mm (15,75 mil).

Finalement, partant de cette dernière solution, nous avons repassé une dernière fois par le processus d'optimisation en simulant la structure en GIS, telle que formée par les trous métallisés. Ceci nous a mené à la jonction et aux performances illustrées à la figure 2.21.

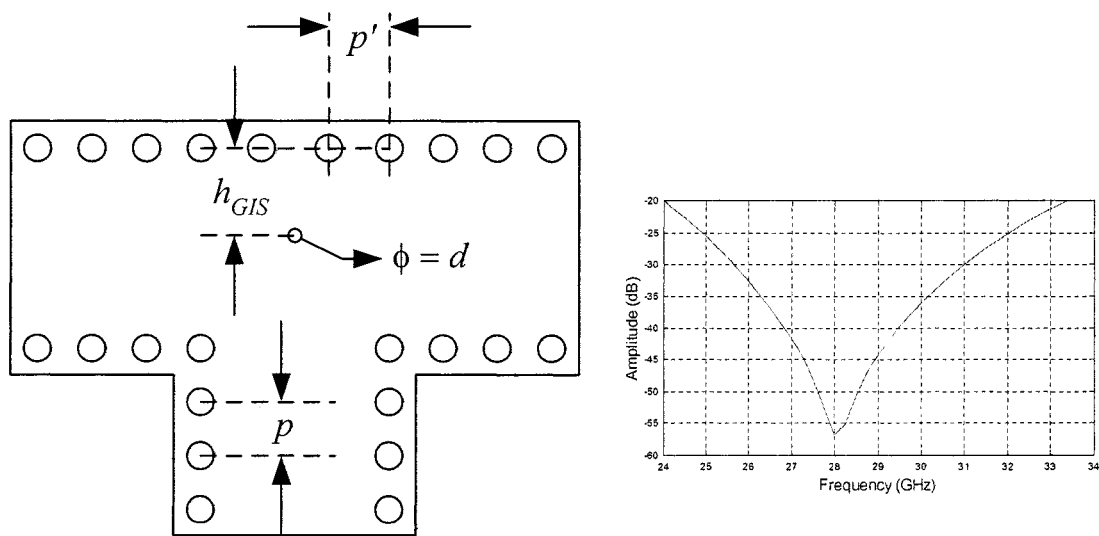


Figure 2.21 - Jonction GIS optimale et ses pertes par réflexion simulées (S_{11}) : $a_{GIS} = 5,283$ mm (208 mil), $h_{GIS} = 2,421$ mm (95,3 mil), $d = 0,400$ mm (15,75 mil), $p' = 1,829$ mm (72 mil).

Notons ici que cette jonction GIS diffère sensiblement de la jonction en guide équivalent. Ceci est dû essentiellement à deux facteurs : 1) la densité de trous au niveau du mur de fond influence la position du mur électrique et modifie la distance h optimale et 2) l'ouverture du port d'entrée vers la jonction est créée avec des trous d'assez gros diamètre, ce qui compromet l'équivalence existante entre cette discontinuité GIS et sa discontinuité équivalente.

2.2.4 Construction

La jonction en T avec pilier inductif a été fabriquée par la même méthode que la jonction en Y droit. La figure 2.22 montre le circuit final en cours de fabrication.

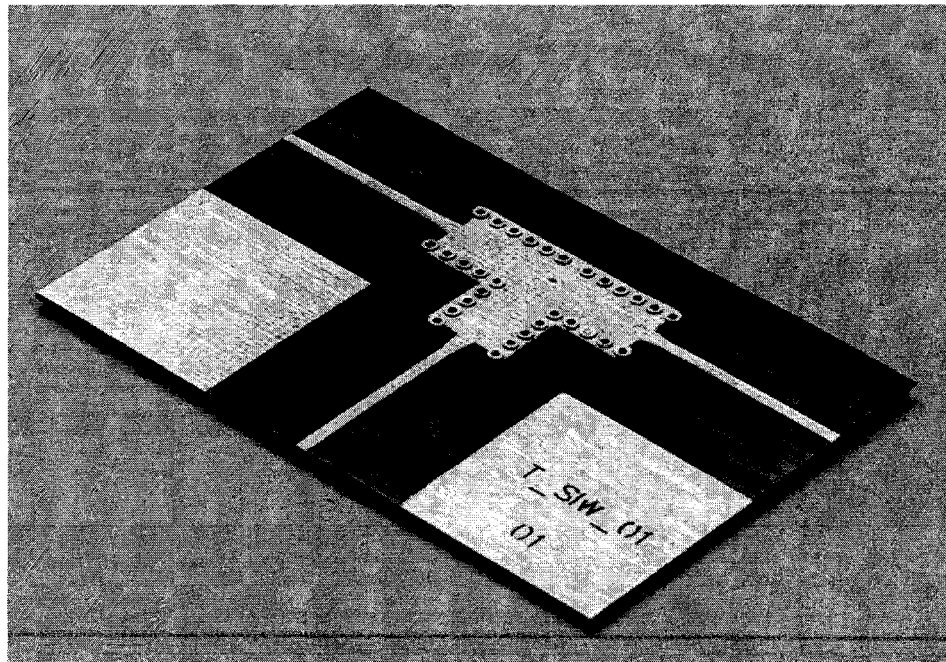


Figure 2.22 - Jonction en T avec pilier inductif en fabrication, avant soudure et pose du piler inductif.

Aux ports du circuit GIS, on remarque que des longueurs de guides GIS ont été ajoutés. Ces zones d'une longueur d'au moins $\lambda/4$ servent de tampon entre les transitions la jonction en T. Elles permettent aux modes d'ordres supérieurs excités à ces discontinuités d'être fortement atténués avant d'en atteindre une autre discontinuité.

Contrairement aux rangées de rivets, le pilier est créé par un bout de tige métallique de 0,4 mm de diamètre. Comme les performances de la structure sont très sensibles à la position et au diamètre du pilier, la bonne installation de ce dernier est d'une grande importance.

2.2.5 Mesures

La figure 2.23 présente les résultats de mesures superposés aux résultats de simulation au niveau du S_{11} . On remarque que le niveau de réflexion est plus élevé en mesure, mais que la largeur de bande basée sur un niveau de -19 dB est restée intéressante : 10% de largeur centrée à 29,5 GHz. Après avoir fait le tour des sources potentielles d'erreurs de mesures, nous en sommes venu à la conclusion que nous avons de la difficulté à effectuer des bonnes mesures avec la monture spéciale pour les circuits dont les ports sont orientés à angle droit l'un par rapport à l'autre.

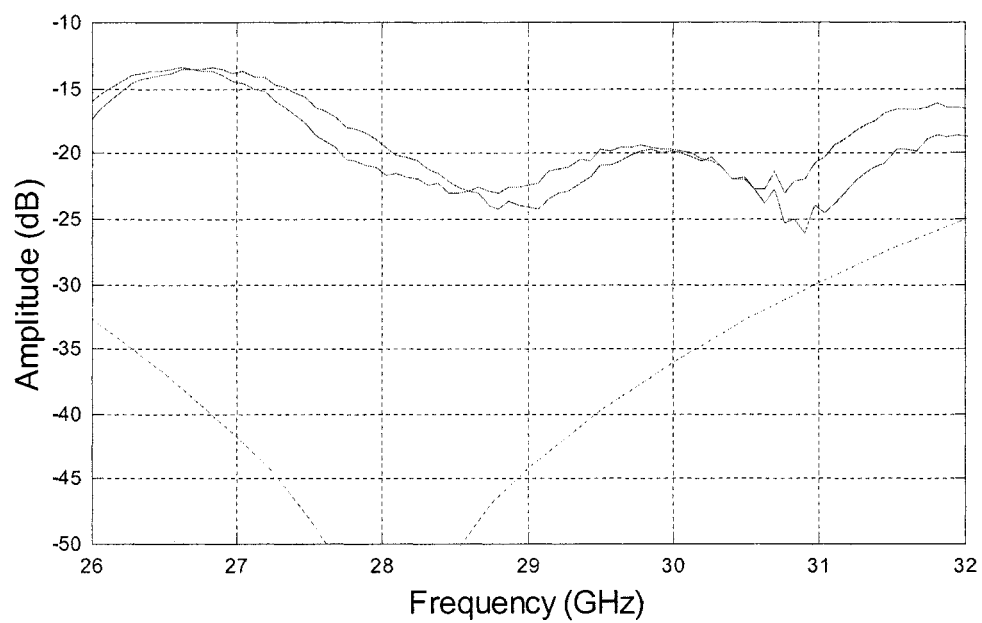


Figure 2.23 - Jonction GIS en T avec pilier inductif : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).

CHAPITRE 3 - DIVISEUR DE PUISSANCE 1 À 4

Dans ce chapitre, nous discuterons de notre étude du diviseur de puissance 1 à 4, suite logique des jonctions de base. Nous le présenterons d'abord de façon générale avant de continuer avec sa géométrie, sa simulation, sa conception et ses mesures.

3.1 Présentation générale

Dans la conception du diviseur 1 à 4, nous nous sommes donnés le mandat de construire une structure très compacte, tout en gardant l'idée de conception hiérarchique binaire. Ceci nous a permis de réutiliser nos jonctions de base décrites dans le chapitre précédent.

La nécessité de compacité est dictée par des motivations d'économie d'espace et de matériaux, rendant ainsi l'utilisation des structures plus intéressantes au niveau des applications commerciales. Comme nous le verrons plus loin, le prix à payer pour cette compacité a été un peu plus de complexité dans la conception.

3.2 Géométrie

Le diviseur 1 à 4 devait permettre de distribuer également la puissance d'un signal vers quatre guides adjacents, tout en conservant l'uniformité de phase à la sortie de ces derniers. Deux jonctions en Y droit ont été utilisées afin de placer quatre guides de façon adjacentes. Afin de rendre la structure la plus compacte, une jonction en T sera placée le plus près possible des deux précédentes jonctions. La figure 3.1 illustre la structure en guide équivalent.

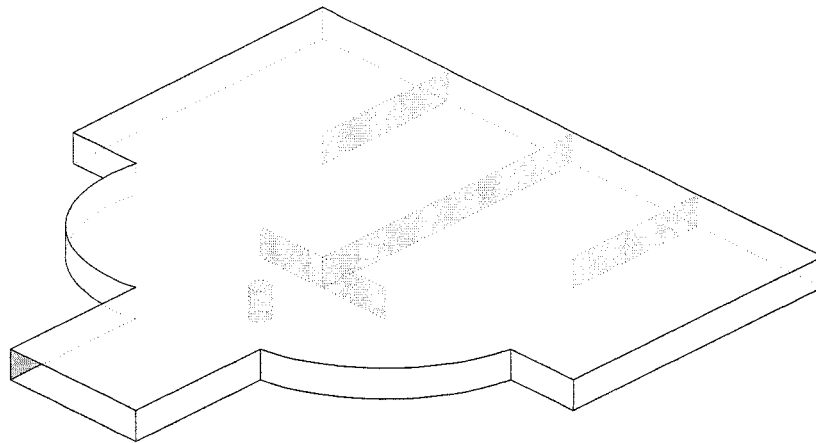


Figure 3.1 - Diviseur 1 à 4 en guide équivalent.

3.3 Conception

Notre but de conception était ici d'obtenir un niveau de réflexion inférieur à -20 dB sur une grande largeur de bande, tout en essayant de maintenir un niveau de réflexion assez faible à la fréquence d'opération, soit à 28 GHz.

La première méthode de conception que nous avons envisagé a été de simuler la structure en trois blocs distincts GIS:

- la jonction en Y droit (2X);
- la jonction en T avec pilier inductif;
- le coude rond.

La figure 3.2 montre les trois blocs simulés. En ramenant les plans de référence aux abords des jonctions, on peut obtenir les paramètres S de chaque bloc par rapport à ces plans. On peut alors assembler ces blocs et espérer obtenir les paramètres S de la nouvelle jonction à 5 ports par une simulation en paramètres S dans le logiciel

commercial Agilent ADS [39]. On peut également faire le même travail avec un outil de calcul tel que le logiciel Matlab [40], en se basant sur la méthode matricielle de Simpson [41]. La figure 3.3 montre un tel assemblage de bloc, ainsi que la structure correspondante.

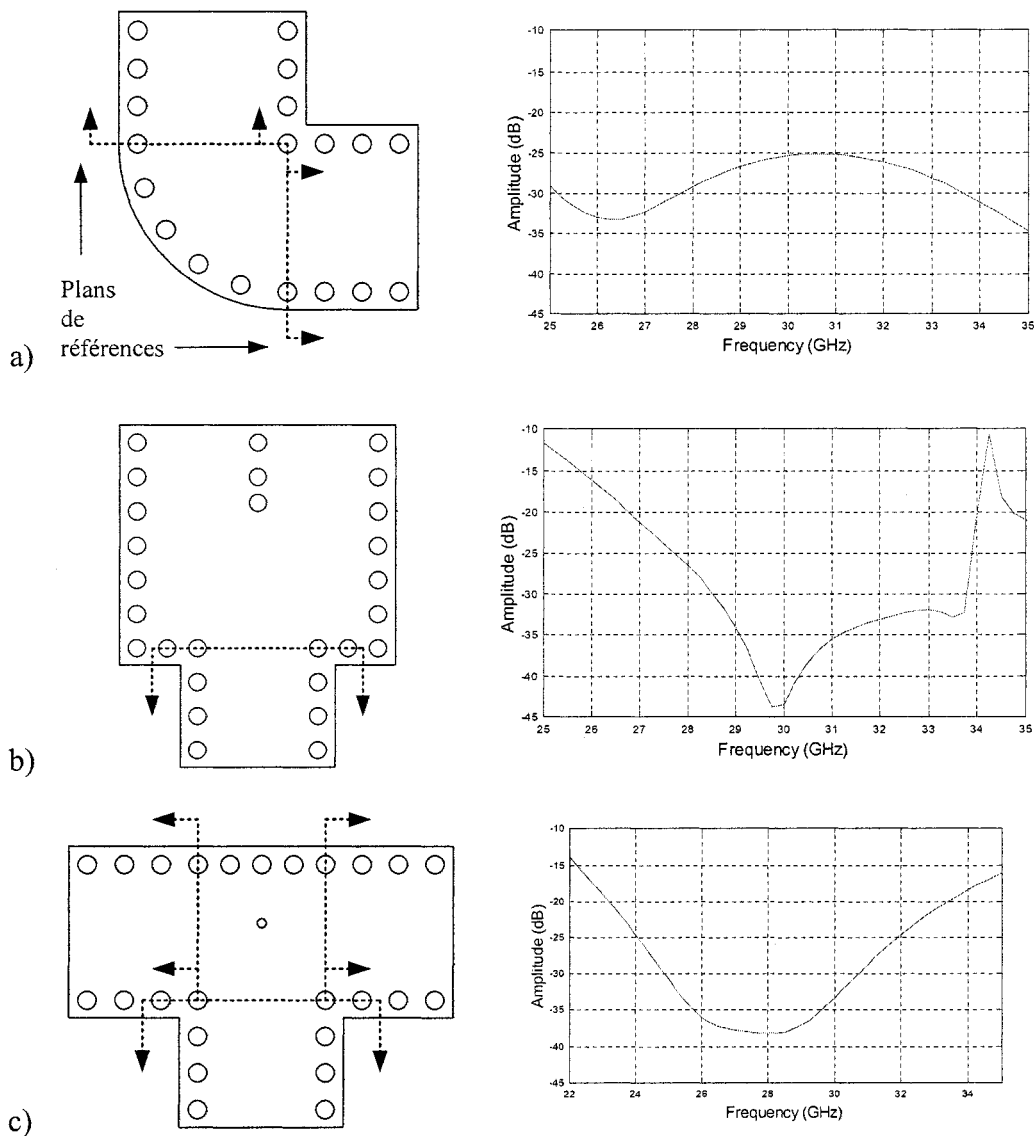


Figure 3.2 - Blocs GIS simulés et leur résultats de simulation (S_{11})

- a) Coude rond: les trous sont répartis équitablement le long de la circonférence de la courbe externe ;
- b) Même jonction en Y que dans le chapitre précédent ;
- c) Jonction en T modifiée pour respectée la topologie de la jonction en Y : $p' = 1,321$ mm (52 mil), $h = 2,451$ mm (96,5 mil).

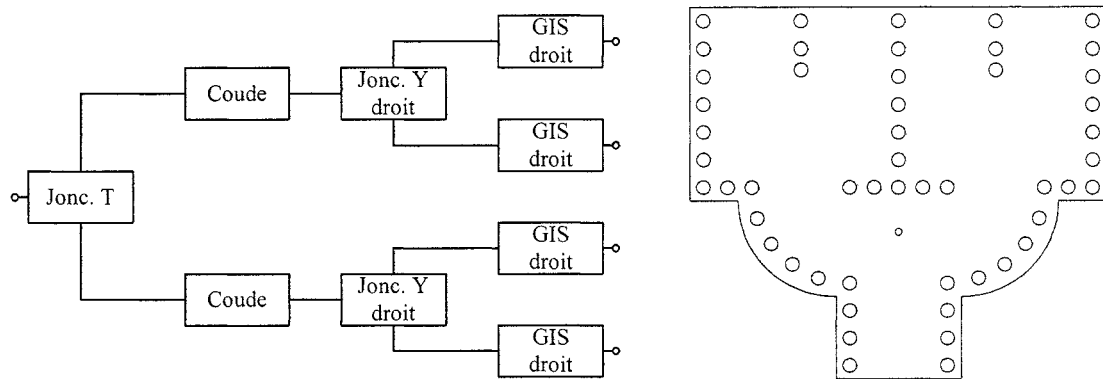


Figure 3.3 - Assemblage de blocs simulés en GIS et une structure correspondante.

Peu après avoir fait les premières simulations dans ADS, nous avons réalisé que cette approche était inutilisable. En effet, nous avons seulement tenu compte de l'excitation du mode fondamental au niveau de chaque bloc. Nous n'avons pas tenu compte des modes d'ordres supérieurs/parasites qui sont nécessairement présents aux abords immédiats des jonctions et qui influencent leurs performances. Nous avons donc laissé tomber cette approche.

Comme alternative, nous avons décidé de simuler la structure au complet en GIS. La figure 3.4 illustre la structure GIS simulée. Les deux principaux paramètres sur lesquels nous avons pu jouer étaient la position h du pilier inductif de la jonction en T et la distance l_1 entre le coude rond et la jonction en Y droit.

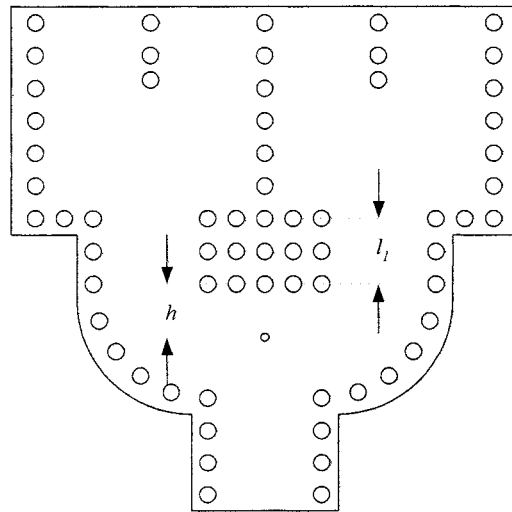


Figure 3.4 - Diviseur 1 à 4 simulé avec ses paramètres dimensionnels importants.

Afin d'assurer un faible niveau de réflexion à 28 GHz et d'obtenir une distribution égale de puissance aux ports de sortie, nous avons dû augmenter la distance l_1 , légèrement au détriment de la compacité. En optimisant la position h du pilier, nous avons finalement obtenu la structure illustrée à la figure 3.5. Cette figure présente également les performances simulées de la structure.

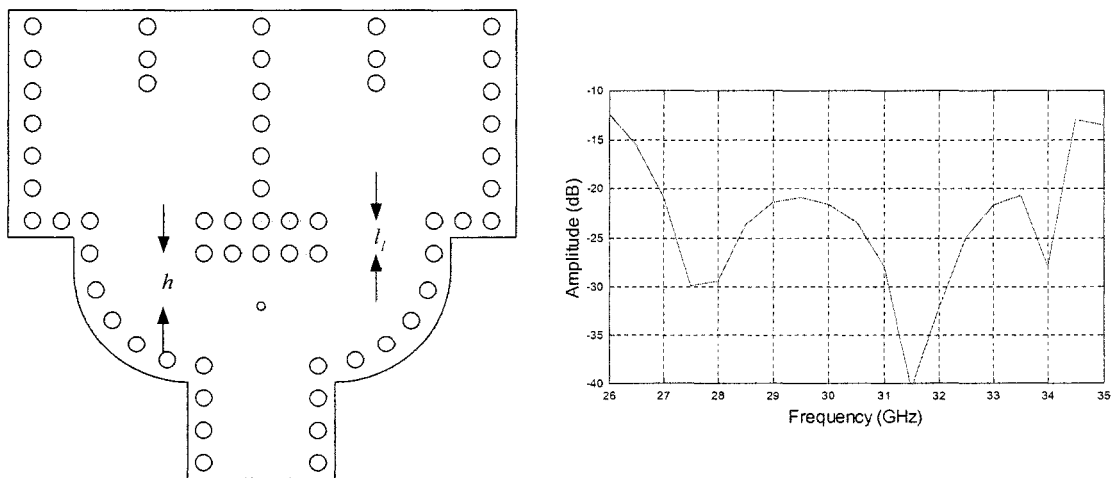


Figure 3.5 - Structure optimale et performances simulées (S_{11}).

3.4 Construction

Le diviseur 1 à 4 a été fabriqué par la même méthode que les jonctions de base. La figure 3.6 montre le circuit final en fin de fabrication.

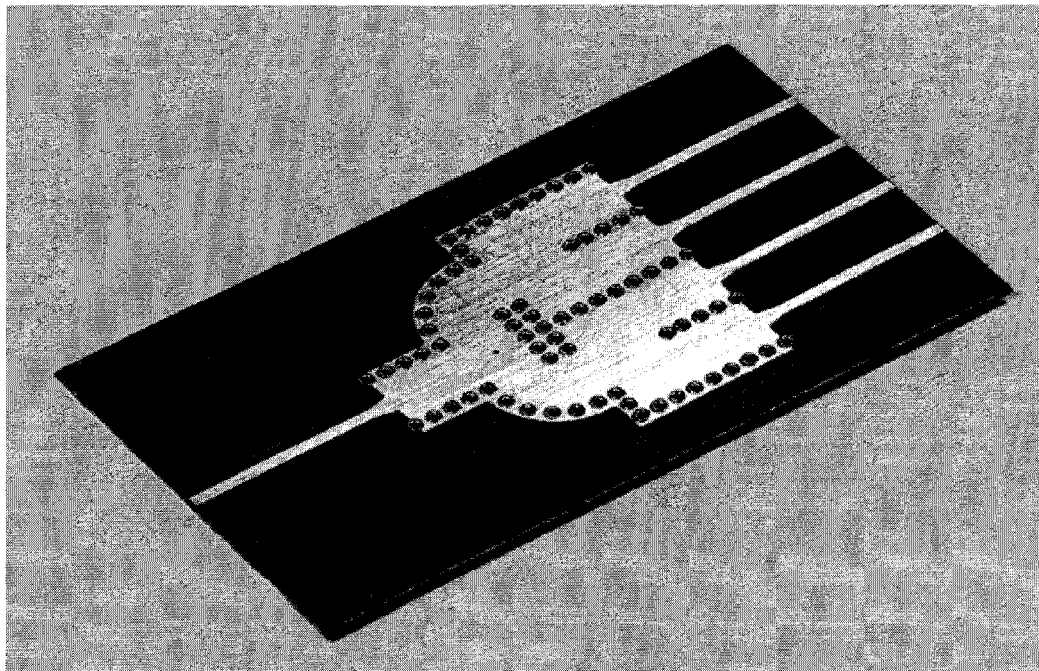


Figure 3.6 - Diviseur 1 à 4 en fin de fabrication.

3.5 Mesures

La figure 3.7 présente les résultats de mesures superposés aux résultats de simulation au niveau du S_{11} . La correspondance entre les simulations et les mesures est très encourageante. On remarque que la largeur de bande basée sur un niveau de -20 dB est très intéressante : 18,1% de largeur centrée à 29,8 GHz. Nous considérons donc que le but de conception est bien atteint.

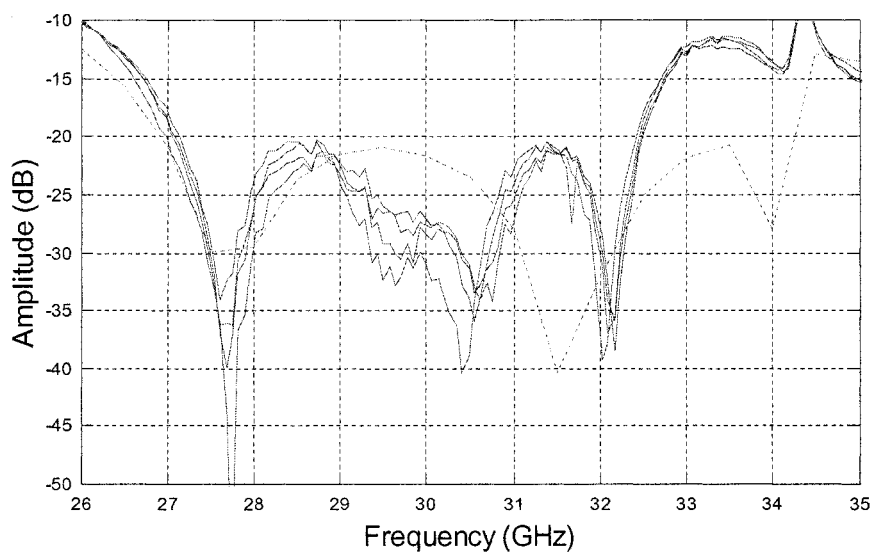


Figure 3.7 - Diviseur 1 à 4 GHz : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).

On note que les pertes par réflexion sont représentées par quatre courbes. Ces courbes sont obtenues dans le processus de mesure en alternant le port de sortie mesuré par la seconde sonde de l'analyseur de réseau.

CHAPITRE 4 - DIVISEUR DE PUISSANCE 1 À 16

Dans ce chapitre, nous présenterons le diviseur 1 à 16 GIS. Nous y présenterons principalement deux approches de conception du circuit, ainsi qu'une brève étude comparative entre le diviseur 1 à 16 GIS et un diviseur 1 à 16 en technologie LMR.

4.1 Première approche

4.1.1 Présentation

Dans cette première approche, nous avons cherché à créer un diviseur 1 à 16 en utilisant quatre diviseurs 1 à 4 identiques à celui présenté au chapitre précédent. Comme le niveau de réflexion dans ce dernier diviseur est près de -20 dB à quelques endroits près de 28 GHz, il fallait que l'ajout de nouveaux étages ne perturbe pas trop les performances de la structure. Pour ce faire, il fallait que les nouveaux étages forment un diviseur 1 à 4 présentant très peu de pertes par réflexion.

4.1.2 Cascade de jonctions

Dans la conception du diviseur 1 à 16 GIS, nous avons mis bout à bout (ou cascadié) plusieurs jonctions. Nous nous sommes intéressés surtout au niveau de réflexion au port d'entrée de cet ensemble cascadié. Afin de garder ce niveau bas, il est essentiel que les jonctions ajoutées en amont présentent elles aussi un faible niveau de réflexion. Justifions cet énoncé par une analyse rapide.

Supposons la cascade de deux réseaux à deux ports (A et B). La figure 4.1 présente ces deux réseaux.

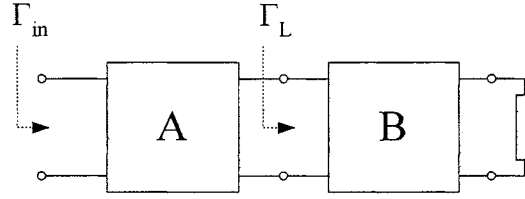


Figure 4.1 - Cascade de deux réseaux à deux ports.

Le port libre du réseau B est terminé par une charge parfaitement adaptée. On s'intéresse au niveau de réflexion Γ_{in} au port d'entrée du réseau A. Comme la charge est parfaitement adaptée, on peut remplacer le réseau B par une charge non adaptée créant une réflexion $\Gamma_L = S_{11,B}$. Le niveau de réflexion au port d'entrée du réseau A est alors [42]:

$$\Gamma_{in} = S_{11,A} + \frac{\Gamma_L S_{21,A} S_{12,A}}{1 - \Gamma_L S_{22,A}}. \quad (17)$$

Si les réseaux sont réciproques, sans pertes, et présentent de faibles niveaux de pertes par réflexion ($S_{21,A} = S_{12,A}$, $S_{11,A} \ll 1$, $S_{22,A} \ll 1$, $\Gamma_L \ll 1$), on peut approximer Γ_{in} par l'expression suivante :

$$\Gamma_{in} \approx S_{11,A} - \Gamma_L \angle S_{21,A} \angle S_{12,A} \quad (18)$$

ou

$$\Gamma_{in} \approx S_{11,A} - 2\Gamma_L \angle S_{21,A}. \quad (19)$$

On remarque que Γ_{in} peut être plus ou moins important que $S_{11,A}$ et $S_{11,B}$, dépendamment de la phase de $S_{11,A}$, $S_{11,B}$, $S_{12,A}$ et $S_{21,A}$. Indépendamment des phases, on note les limites suivantes :

$$|\Gamma_{in}|_{\max} = |S_{11,A}| + |S_{11,B}| \quad (20)$$

$$|\Gamma_{in}|_{\min} = 0 \quad (21)$$

Donc, dans une cascade de réseau, le niveau de réflexion Γ_{in} peut augmenter au-delà des niveaux de réflexion initiaux, jusqu'à une augmentation de 3 dB (si $S_{11,A} = S_{11,B}$) (par rapport au pire des cas). On est plus susceptible de rencontrer de telles augmentations si on analyse une structure sur une grande largeur de bande, où les phases de $S_{12,A}$ et $S_{21,A}$ varieront progressivement avec la fréquence. En fait, on peut voir Γ_{in} comme étant le paramètre $S_{11,A}$ modulé en amplitude par le paramètre $S_{11,B}$, créant à certaines fréquences de faibles et de forts niveaux de réflexion.

En conclusion, en cascade de chaînes de jonctions, on doit prévoir la possibilité d'une augmentation du niveau de réflexion global, jusqu'à une augmentation par étage cascadié de 3 dB par rapport au niveau de réflexion le plus important dans la chaîne. Il faut donc idéalement concevoir des jonctions avec de faibles niveaux de réflexion individuels.

4.1.3 Conception

Notre but de conception était ici de créer une structure en hiérarchie en arborescence binaire pouvant alimenter quatre diviseurs 1 à 4 à sorties adjacentes (jonction du chapitre 3). Cette structure devrait présenter de très faibles pertes par réflexion afin de ne pas dégrader le niveau de réflexion des diviseurs 1 à 4 déjà assez importants à quelques fréquences. Elle devrait également couvrir la bande de ces diviseurs (de 27 à 29 GHz), afin de maximiser la largeur de bande de la structure finale.

Afin de joindre l'aspect large bande et faible niveau de réflexion, nous avons opté pour des jonctions en T avec pilier inductif. Ces jonctions permettent également de distribuer la puissance vers les diviseurs 1 à 4 en minimisant les changements de direction à l'intérieur de la structure. Ceci avait également pour but de minimiser les dimensions et la complexité du circuit.

Afin de relier les jonctions en T, nous avons optés pour des guides courbes à grands rayons, ce qui devrait minimiser le niveau de réflexion dans la structure. La figure 4.2 illustre la structure d'alimentation.

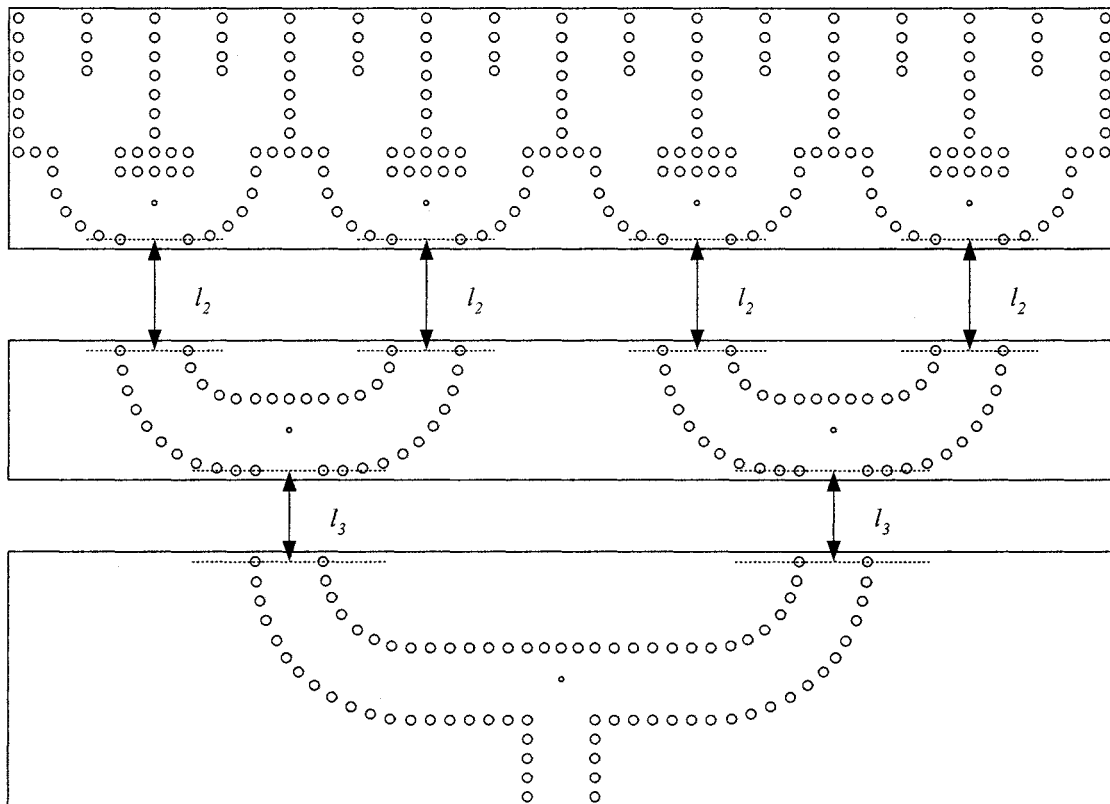


Figure 4.2 - Quatre diviseurs 1 à 4 adjacents et la structure d'alimentation

Notons que les distances l_2 et l_3 entre les courbes et les jonctions en T pourront nous servir comme paramètre d'ajustement additionnel.

Notre procédure a été la suivante :

- simulation des jonctions en T et des courbes individuellement;
- extraction des paramètres S en ramenant les plans de référence aux abords des jonctions;
- assemblage des blocs résultats incluant les quatre diviseurs 1 à 4 dans ADS sous une simulation de paramètres S;
- optimisation des performances en variant les longueurs l_2 et l_3 .

La figure 4.3 montre les jonctions simulées et indique les plans de référence utilisés lors de l'extraction des paramètres S.

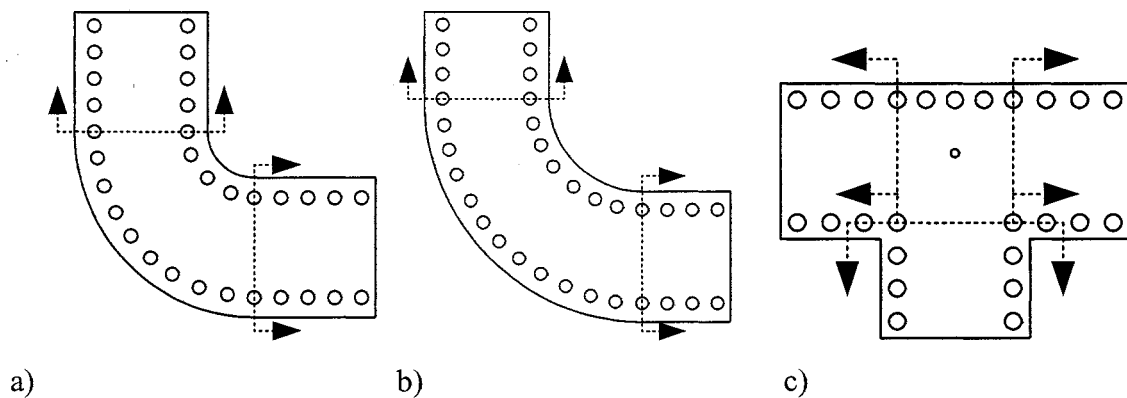


Figure 4.3 - Jonctions pour la structure d'alimentation et leurs plans de référence

- a) coude rond: les trous sont répartis uniformément le long de la circonférence de la courbe interne ($r_{\text{int}} = 148 \text{ mil} / 3,759 \text{ mm}$) et externe ($r_{\text{ext}} = 356 \text{ mil} / 9,042 \text{ mm}$);
- b) coude rond: les trous sont répartis uniformément le long de la circonférence de la courbe interne ($r_{\text{int}} = 256 \text{ mil} / 6,502 \text{ mm}$) et externe ($r_{\text{ext}} = 464 \text{ mil} / 11,786 \text{ mm}$);
- c) Jonction en T : $p' = 1,321 \text{ mm}$ (52 mil), $h = 2,451 \text{ mm}$ (96,5 mil).

La figure 4.4 montre les performances simulées des jonctions. Individuellement, les jonctions sont très performantes en démontrant un très faible niveau de réflexion à l'entrée (S_{11}).

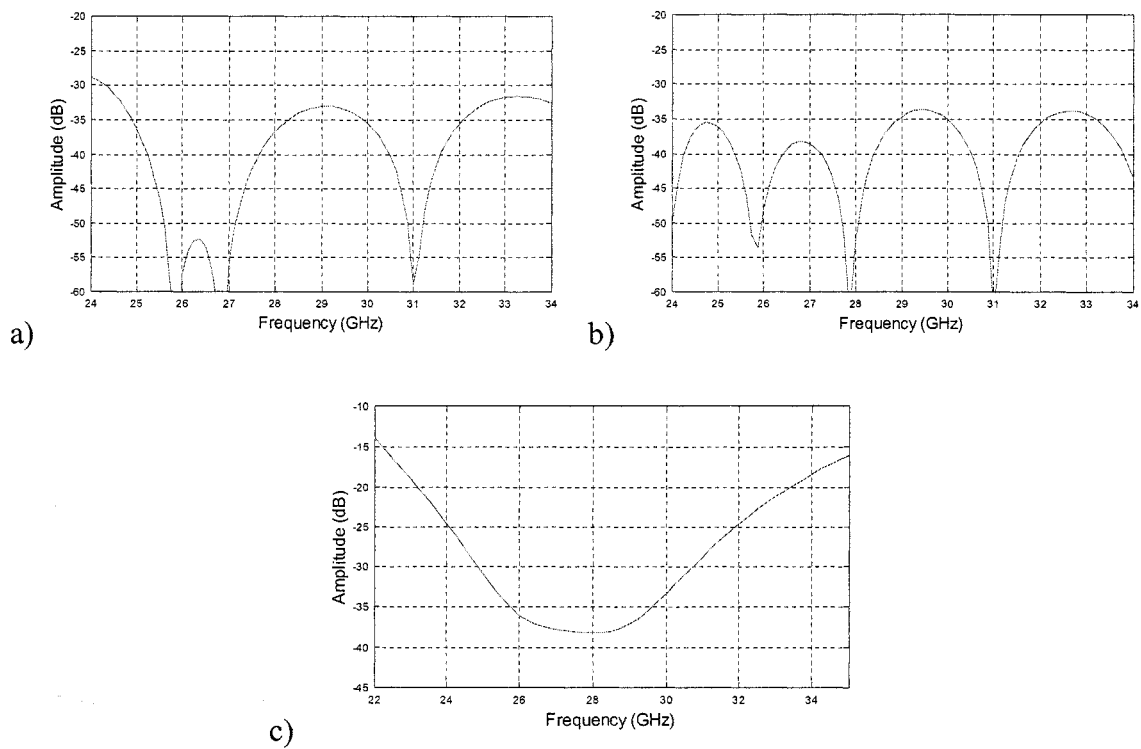


Figure 4.4 - Pertes par réflexion (S_{11}) à l'entrée des jonctions : coude rond (a et b) et jonction en T (c).

La figure 4.5 montre l'assemblage des blocs dans ADS, ainsi que les performances atteintes par la structure globale, une fois les paramètres l_2 et l_3 optimisés. Les résultats simulés nous ont poussé à procéder à la construction.

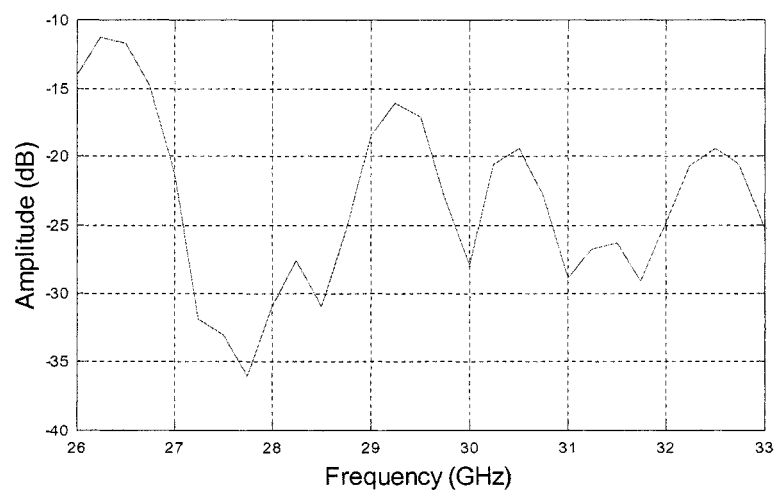
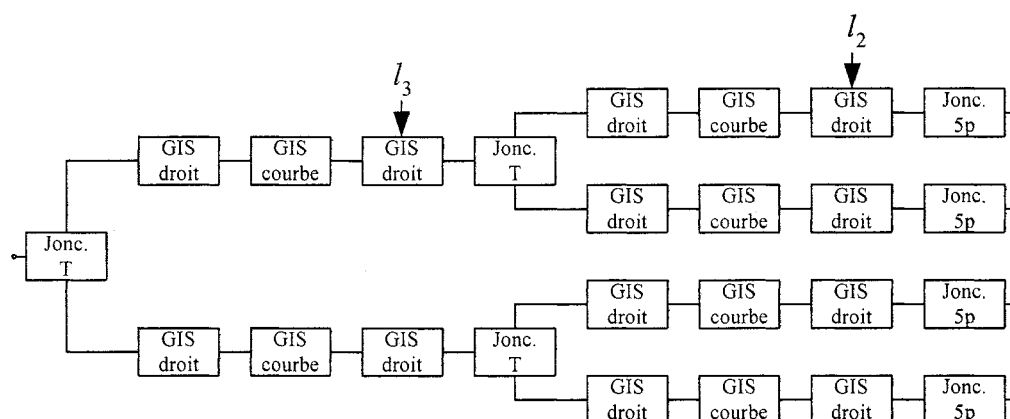


Figure 4.5 - Assemblage des blocs dans ADS et résultats de simulation (S_{11}) : $l_2 = 120$ mil et $l_3 = 120$ mil.

4.1.4 Construction et mesures

Le diviseur 1 à 16 de la première approche a été fabriqué par la même méthode que les jonctions de base. La figure 4.6 montre le circuit final.

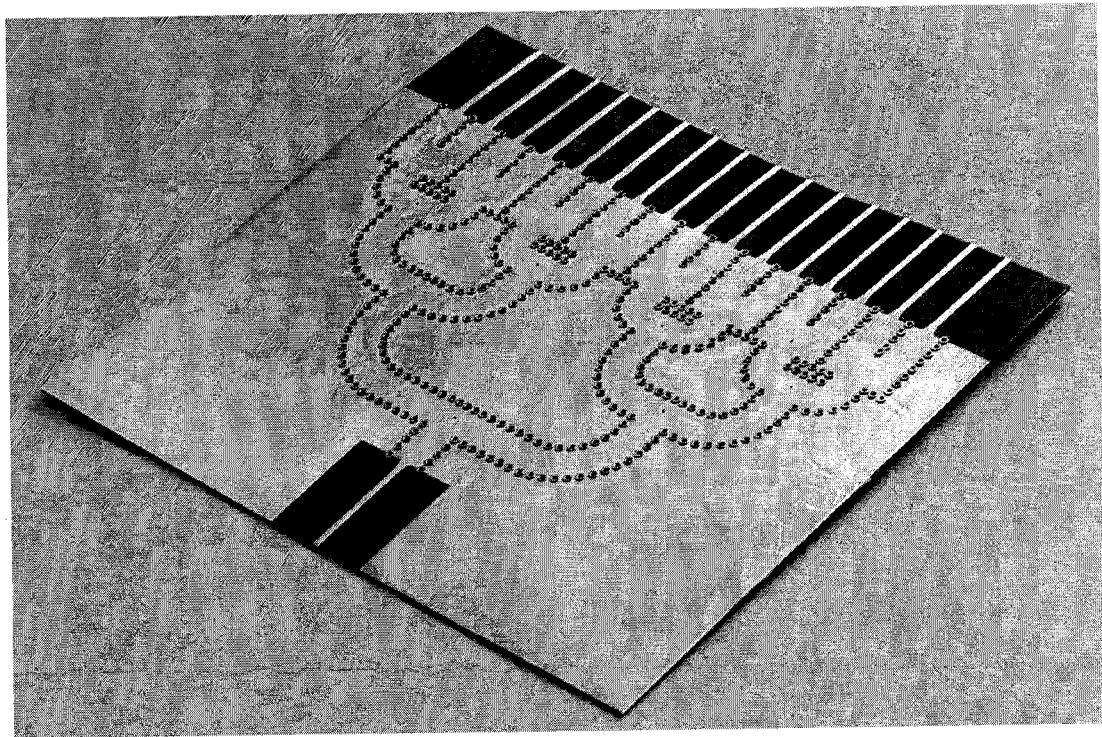


Figure 4.6 - Diviseur GIS 1 à 16 en fin de fabrication.

La figure 4.7 montre à la fois les résultats de mesure et de simulation du diviseur 1 à 16. On note ici qu'il y a une seule courbe pour représenter les paramètres de transmission S_{N1} . Comme la structure est symétrique, les paramètres S_{N1} sont essentiellement identiques. On note aussi que les performances du diviseur se sont dégradées à la construction. Il y a maintenant deux bandes d'opération basées sur un niveau de -20 dB : de 27,3 GHz à 28,0 GHz et de 28,9 GHz à 31,1 GHz. La bande d'opération originale, de 27 GHz à 29 GHz, s'est vue coupée de façon imprévisible. Le but de conception n'est donc pas atteint.

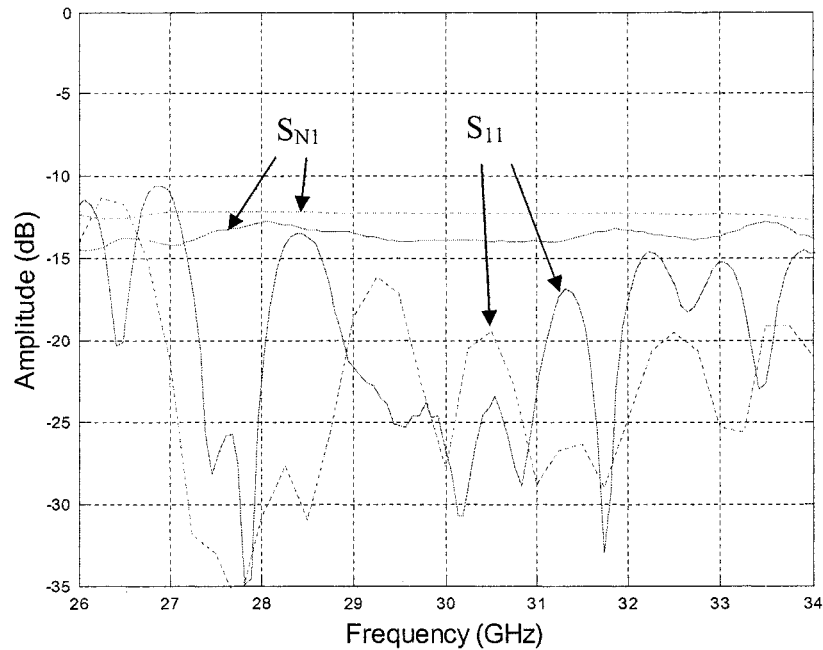


Figure 4.7 - Diviseur 1 à 16 GIS : résultats (S_{11} et S_{N1}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).

4.1.5 Retour sur l'approche

Cette première approche ne nous a pas apporté les résultats espérés. Nous avons vraisemblablement fait deux erreurs importantes dans notre conception :

- Nous avons espéré obtenir de trop bonnes performances de la structure, à la fois au niveau de réflexion et au niveau de l'aspect large-bande. Dans ce sens, il faut se rappeler le théorème de Fano [43] qui nous fait comprendre qu'il y a toujours un compromis entre la largeur de bande et un niveau de performance;

- L'étage d'alimentation a été simulé bloc par bloc de façon monomode. Cependant, les blocs que nous avons simulés sont près les uns des autres. Les bouts de guide reliant ces discontinuités sont souvent très courts. Il est fort probable que des modes parasites d'ordres supérieurs ne soient pas complètement atténués dans ces guides courts. L'énergie de ces modes parasites peut alors être transférée dans d'autres modes et venir influencer le comportement global de l'étage d'alimentation.

Voici quelques façons de rectifier notre approche afin d'atteindre notre but de conception :

- Pour chaque bloc, sacrifier un peu de largeur de bande au profit d'un niveau de pertes par réflexion très faible. Ceci nous permettra d'obtenir un niveau de réflexion plus faible une fois tous les blocs en cascade. Il faudrait donc refaire la conception du diviseur 1 à 4 ainsi que de l'étage d'alimentation dans cette perspective.
- Tenter d'effectuer la simulation complète de la structure dans un processus progressif. Il faudrait d'abord simuler et optimiser les étages en aval (ports de sortie) et ajouter un à un les étages en amont (vers le port d'entrée) pour enfin simuler et optimiser à nouveau. Pour cela, il serait nécessaire d'utiliser la symétrie de la structure afin de réduire la complexité et de rendre possible la simulation.
- Tenter la simulation complète de la structure, dans une approche bloc par bloc, mais cette fois en tenant compte des modes parasites d'ordres supérieurs. Pour ce faire, il faudrait considérer un grand nombre de modes supérieurs aux ports de chaque bloc au moment de la simulation. Afin d'alléger les simulations, nous pourrions forcer le simulateur à utiliser seulement des modes TE_{M0} . Cette approche peut paraître fastidieuse, mais elle pourrait s'avérer efficace au moment

de l'optimisation, car elle nous permettrait de ne pas resimuler toute la structure à chaque itération du processus.

4.2 Deuxième approche

4.2.1 Présentation

Dans cette deuxième approche, nous avons cherché à créer un diviseur 1 à 16 semblable au précédent en topologie, mais en simulant la structure au complet. Nous avons commencé par simuler les étages en aval (niveau des ports de sortie) pour ensuite ajouter un à un les étages en amont (vers le niveau du port d'entrée). Cette approche permet de bien optimiser les performances de la structure au fur et à mesure que sa complexité augmente. De plus, dans cette deuxième approche, nous avons cherché à obtenir une bonne performance de la structure autour de 28 GHz au dépend de la largeur de bande.

4.2.2 Conception

Notre but de conception était ici de créer un diviseur 1 à 16 semblable à celui décrit dans la première approche. Le diviseur devrait présenter un niveau de pertes par réflexion inférieur à -20 dB sur une largeur de bande d'au moins 2 GHz de 28 GHz, ce qui représente environ 7%.

Étage en aval #1

Nous avons ici commencé par réviser la conception de la jonction en Y droit. Au lieu de se borner à un guide de 5,283 mm (208 mil) de largeur en entrée, nous avons recherché la structure qui nous donnait le plus faible niveau de pertes par retour à 28 GHz en jouant

avec surtout avec la largeur du guide d'entrée. Nous en sommes arrivées à la structure illustrée à la figure 4.8. On note sur la même figure le niveau de performance atteint.

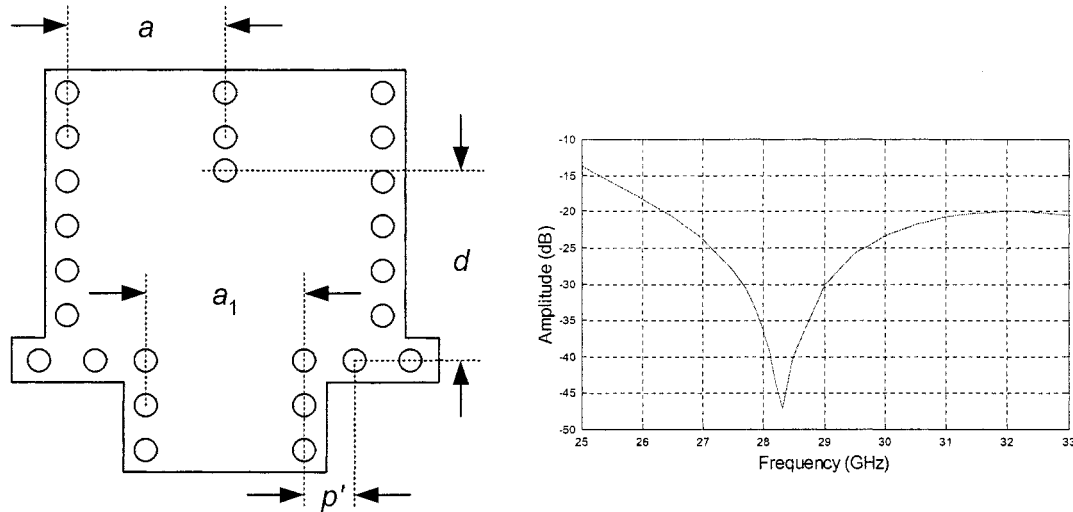


Figure 4.8 - Jonction en Y droit optimisée à 28 GHz et ses performances (S_{11})

$$a_1 = 5,029 \text{ mm (198 mil)}, a = 5,283 \text{ mm (208 mil)},$$

$$d = 6,553 \text{ mm (258 mil)}, p' = 1,829 \text{ mm (72 mil)}.$$

Étage en aval #2

Nous avons poursuivi la conception avec ajoutant une jonction en T en amont de l'étage #1. Cette fois, la jonction en T a été basée sur des guides de 5,03 mm (198 mil) de largeur en sortie et de 5,28 mm (208 mil) en entrée afin de faire correspondre les guides de sortie avec les guides d'entrée de l'étage en aval #1. Malgré cette asymétrie, une telle jonction performe bien, tel que montré à la figure 4.9.

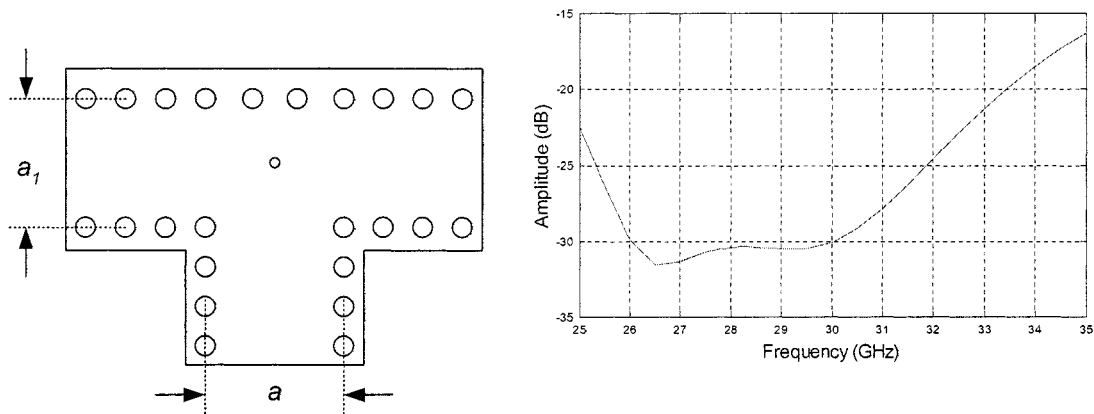


Figure 4.9 - Jonction en T avec guides de sortie plus étroit et ses performances (S_{11}) optimisées à 28 GHz: $a_1 = 5,029$ mm (198 mil), $a = 5,283$ mm (208 mil), $h = 2,692$ mm (106 mil).

Nous avons donc agencé la jonction en T avec deux coudes à 90° et deux jonctions en Y droit. Nous avons essayé d'obtenir la meilleure performance en variant la distance l_1 entre les jonctions en Y droit et les coudes, ainsi que la position h du piler inductif. Cependant, nous avons eu de la difficulté à un point tel que les performances étaient pires que la conception précédente. La figure 4.10 nous montre la structure ainsi que ses performances.

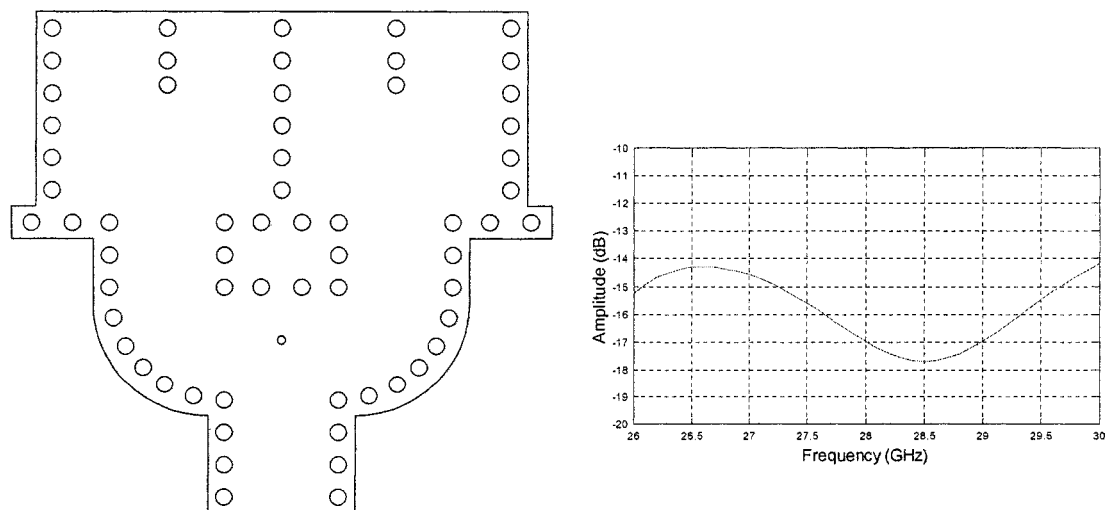


Figure 4.10 - Diviseur GIS 1 à 4 et ses performances (S_{11}) : $h = 2,692$ mm (117 mil).

En visualisant les pertes par réflexion sur un abaque de Smith et en fixant le plan de référence au guide d'entrée de la structure, nous avons alors noté la position du S_{11} à 28 GHz (voir figure 4.11). Nous avons remarqué qu'il était possible de compenser pour la mauvaise adaptation en ajoutant l'équivalent d'une capacité en parallèle à ce point.

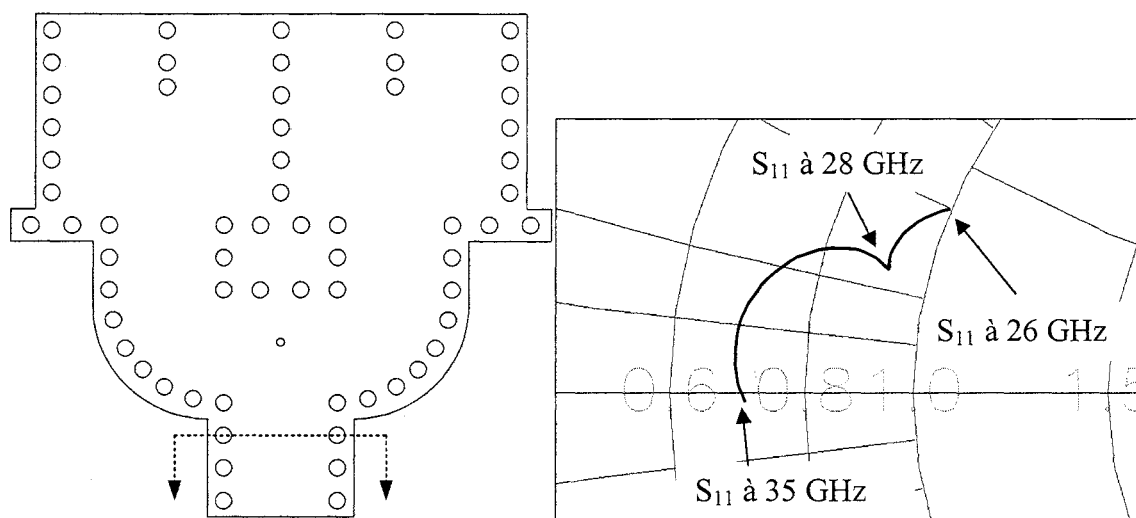


Figure 4.11 - Réflexion au port d'entrée : $h = 2,972$ mm (117 mil), $S_{11} = 0,1418 \angle 103,7^\circ$ (28 GHz).

Contrairement à nos attentes, nous avons trouvé cet équivalent. En général, les discontinuités dans une structure dans le plan H ont tendances à se comporter de façon équivalente à éléments inductifs en parallèle dans un circuit de ligne de transmission. Cependant, nous avons découvert par hasard qu'un court élargissement localisé dans un guide droit agit plutôt comme un élément capacitif en parallèle. La figure 4.12 montre l'effet de l'élargissement sur le S_{11} d'un guide droit GIS.

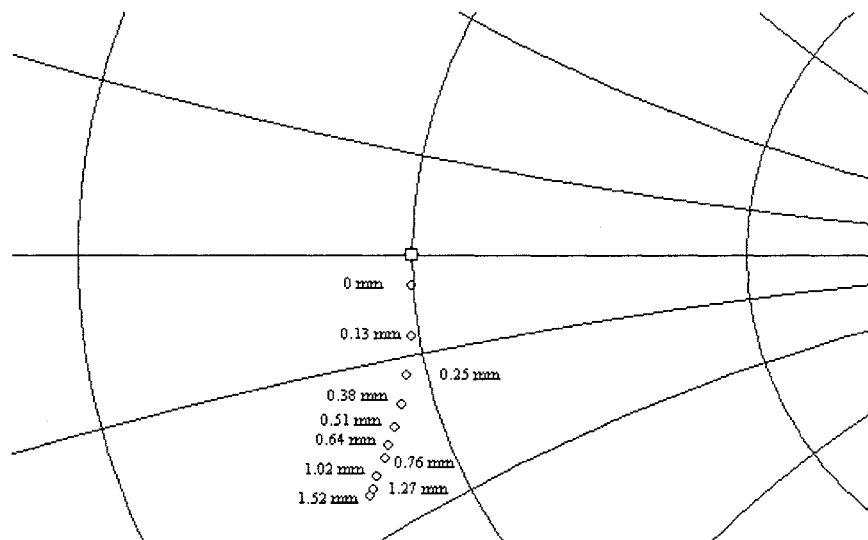
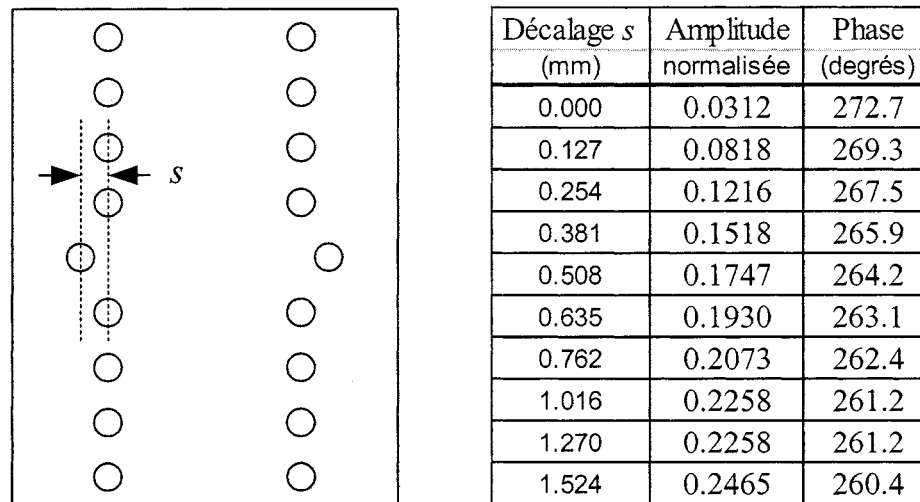


Figure 4.12 - Effet de l'élargissement dans un guide droit GIS

En utilisant cette astuce, nous avons pu adapter notre structure en quelques itérations. Nous avons obtenu les bonnes performances tels que montrées dans à la figure 4.13.

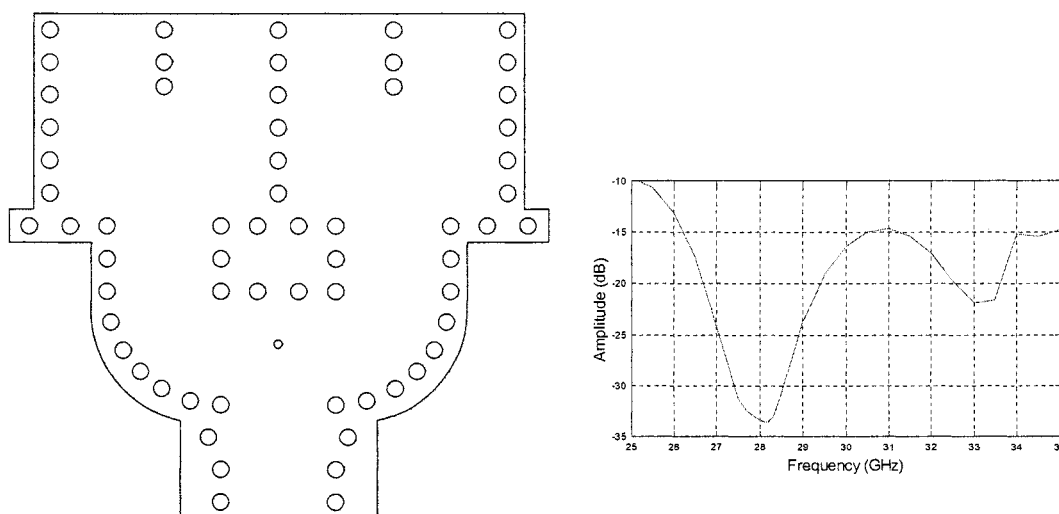


Figure 4.13 - Nouveau diviseur 1 à 4 utilisant la compensation capacitive et ses performances (S_{11}) :
 $h_1 = 2,972$ mm (117 mil), $s_1 = 0,559$ mm (22 mil).

Comme une partie de cette structure plus étroite (largeur de 5,03 mm ou 198 mil), nous sommes conscient que la fréquence de coupure de cette section est plus élevée (22,2 GHz) et qu'il peut y avoir plus de dispersion dans cette section dans les basses fréquences de la bande, disons à 27 GHz. Cela dit, cette section n'est pas très longue (deux ou trois longueurs d'onde) et la dispersion associée sera négligeable.

Étages en aval #3 et #4

Pour ces étages, le but de conception a été simplement d'alimenter les étages en aval de façon compacte. Comme dans la première approche, nous avons utilisé des jonctions en T avec pilier inductif ainsi que des courbes à longs rayons.

Nous avons commencé par simuler l'étage #3 avec les étages en aval. Nous avons gardé une rangée de trous métallisés après l'étage #2 afin de ne pas trop rapprocher les discontinuités que représentait l'élargissement et la courbe. Une fois de plus, une petite

compensation capacitive a été nécessaire à l'entrée de la jonction en T de l'étage #3. La structure résultante ainsi que ses performances sont illustrés à la figure 4.14.

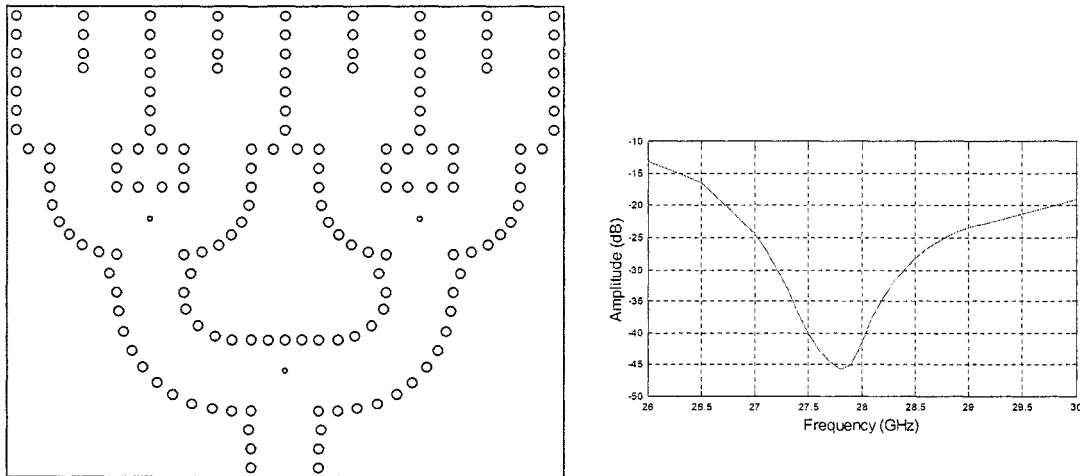
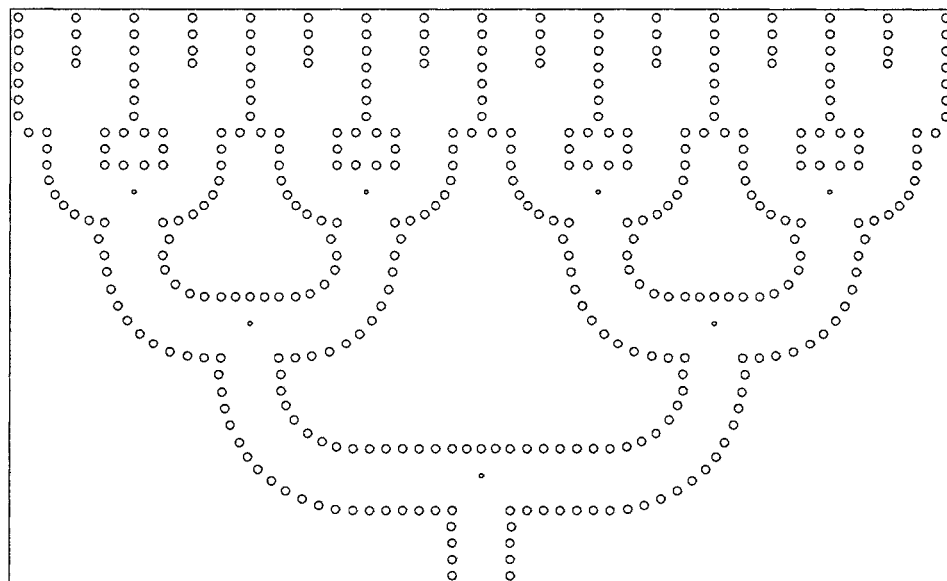


Figure 4.14 - Cascade des étages 1 à 3 et ses performances (S_{11}) : $h_2 = 2,870$ mm (113 mil), $s_2 = 0,076$ mm (3 mil).

Similairement, nous avons simulé la structure globale en ajoutant l'étage #4. La structure globale ainsi que ses performances sont illustrés à la figure 4.15.



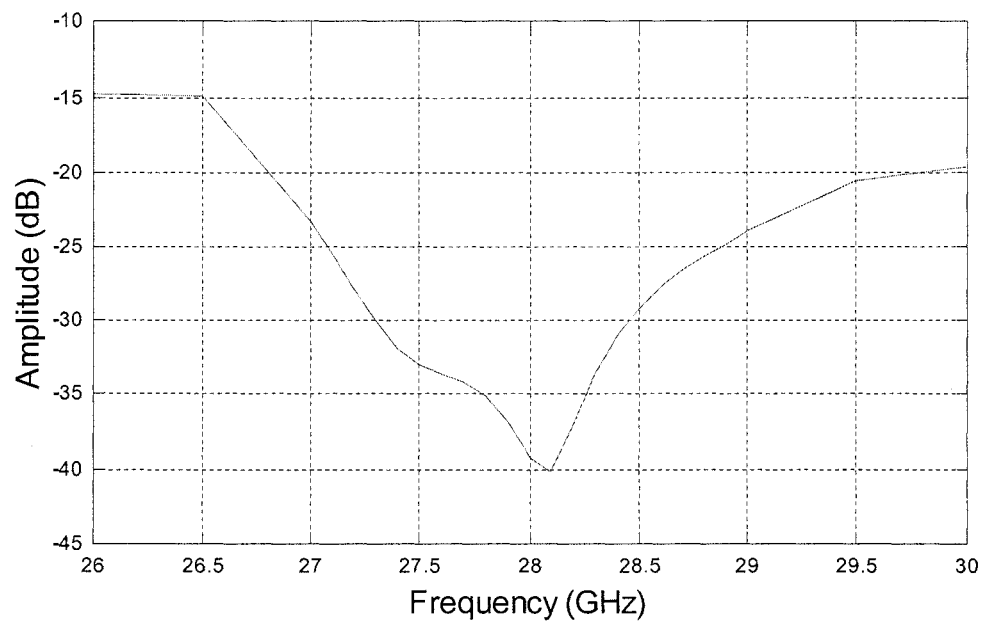


Figure 4.15 - Structure globale et ses performances : jonction en T : $h_3 = 2,921$ mm (115 mil), $s_3 = 0,076$ mm (3 mil) ; courbes: $r_{\text{int}} = 148$ mil / 3,759 mm, $r_{\text{ext}} = 356$ mil / 9,042 mm et $r_{\text{int}} = 256$ mil / 6,502 mm, $r_{\text{ext}} = 464$ mil / 11,786 mm.

4.2.3 Construction et mesures

Le diviseur 1 à 16 de la deuxième approche a été fabriqué par la même méthode que les jonctions de base. La figure 4.16 montre le circuit final.

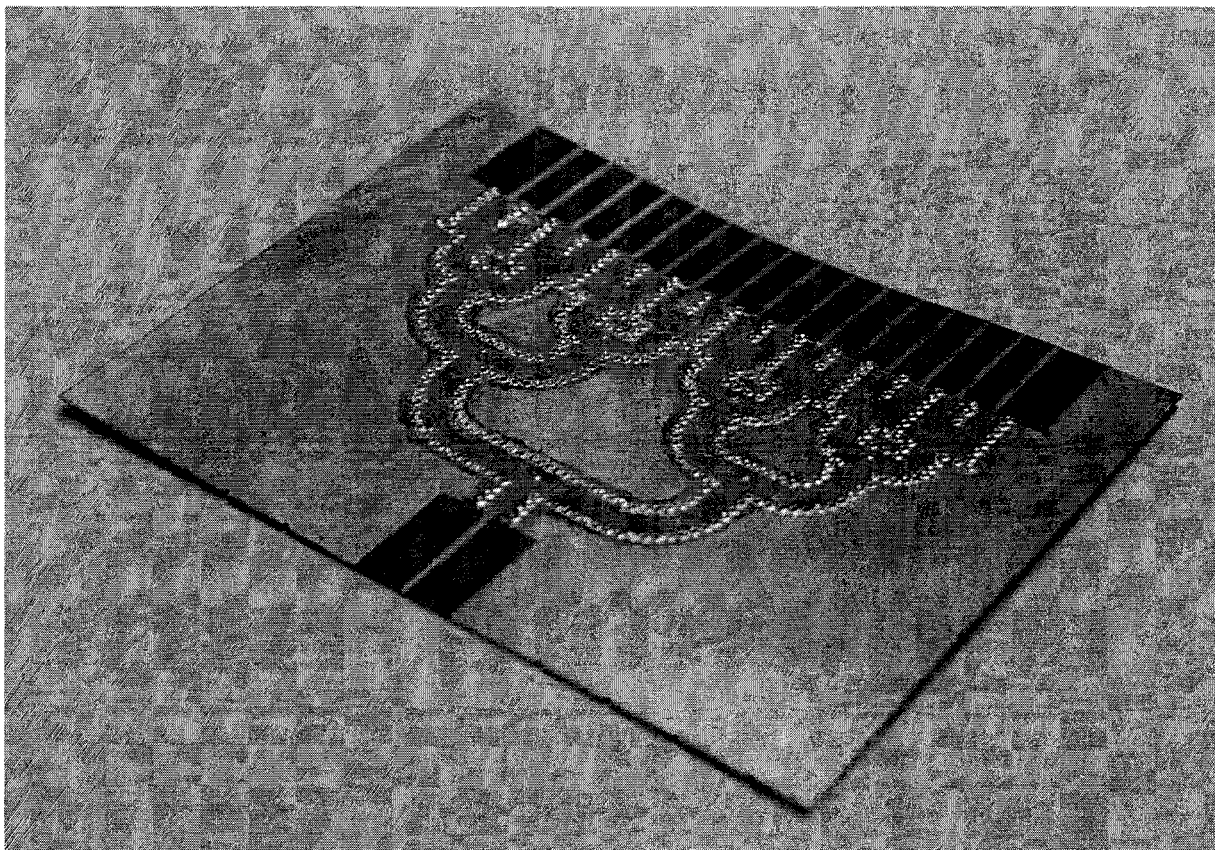


Figure 4.16 - Le diviseur GIS 1 à 16 final.

La figure 4.17 montre le montage qui a été utilisée pour mesurer la structure. Les mesures ont été effectuées entre le port d'entrée et chacun des ports de sortie, chacun à leur tour. Durant une mesure, les ports de sortie non utilisés étaient terminés par des charges adaptées en matériau absorbant.

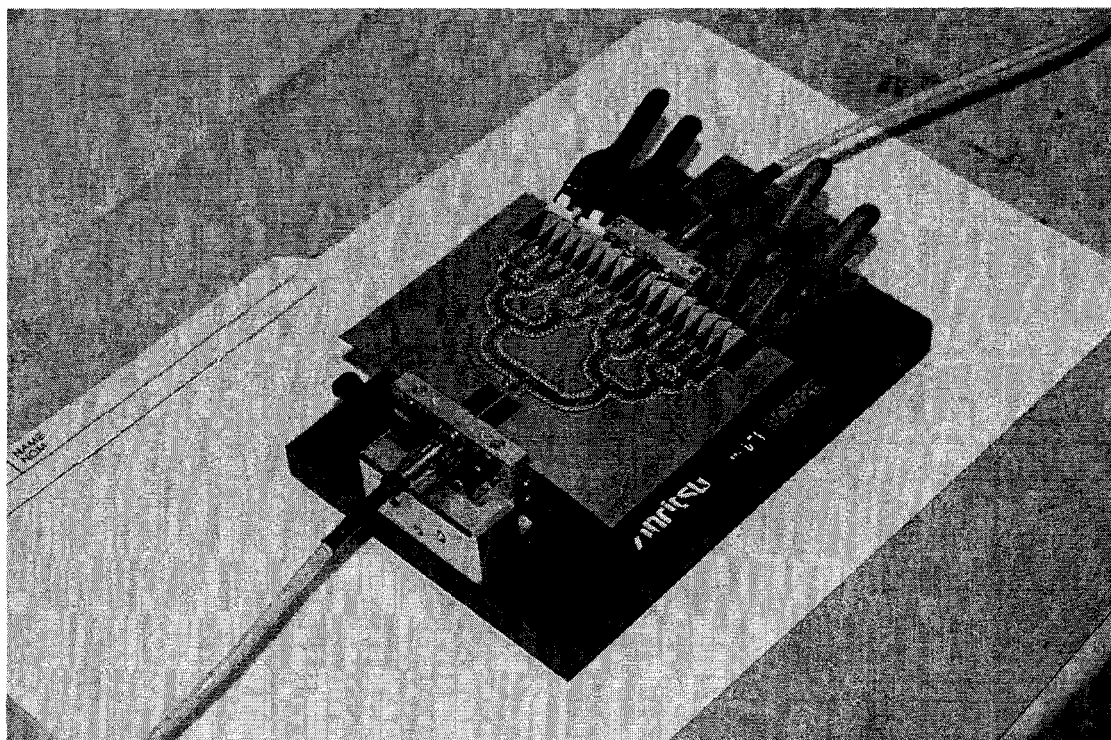


Figure 4.17 - Montage de mesure pour le diviseur GIS 1 à 16.

La figure 4.18 montre à la fois les résultats de mesure et de simulation du diviseur 1 à 16 du niveau de pertes par réflexion, ce qui correspond au paramètre S_{11} de la structure. Dans le cas des mesures, les seize courbes ont été obtenues de la mesure « deux ports » effectuées entre le port d'entrée et les seize ports de sortie. On remarque que les mesures correspondent à la simulation, surtout au niveau de la bande d'opération basée sur un niveau de -20 dB, qui s'étend de 27,0 GHz à 29,5 GHz. La largeur de la bande d'opération est très appréciable : sur une base de -20 dB, on obtient une bande de 2,5 GHz, de 27,0 GHz à 29,5 GHz (8,8 % de largeur de bande). Sur une base de -18 dB, on obtient une bande de 3,5 GHz, de 26 GHz à 29,5 GHz (12,6 % de largeur de bande). Ces performances sont très satisfaisantes pour une structure passive conçue en cascade. Le but de conception a donc été atteint.

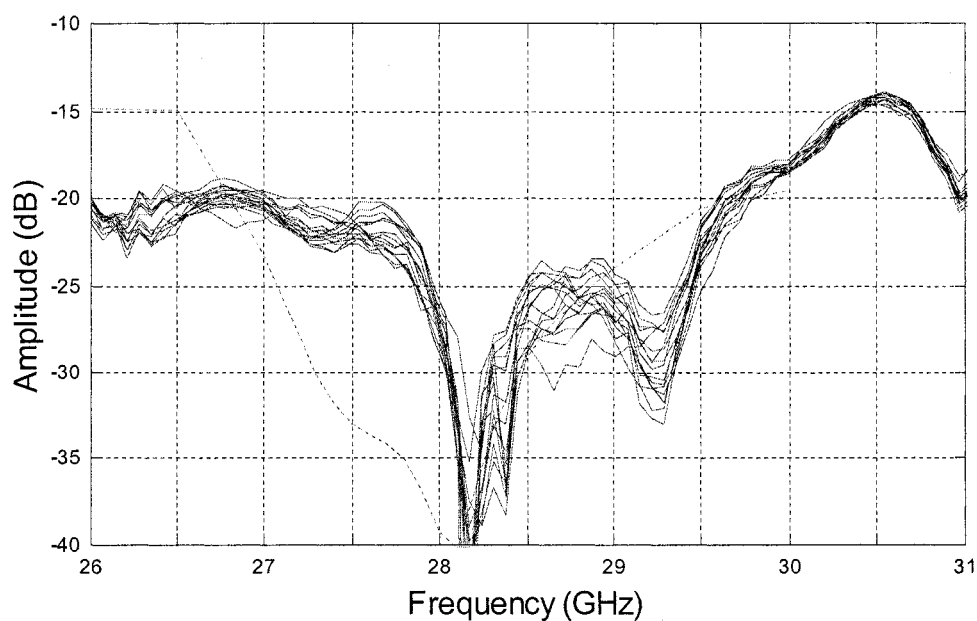


Figure 4.18 - Diviseur 1 à 16 GHz : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).

La figure 4.19, quant à elle, présente le niveau de transmission simulé et mesuré sur chacun des seize ports de sortie du diviseur, ce qui correspond au paramètre S_{N1} de la structure. Au niveau de la simulation, les pertes diélectriques et par conduction ne sont pas incluses, ce qui explique pourquoi le niveau de transmission frôle le -12 dB, ce qui correspond à 1/16. Au niveau de la mesure, dans la bande d'opération, la transmission varie entre -12,2 dB et -14,3 dB, ce qui correspond à un niveau de pertes entre 0,2 et 2,3 dB. Si on fait la moyenne des pertes à chaque fréquence, on obtient une courbe dont le niveau fluctue entre -12,5 dB et -13,6 dB. Si on en fait la moyenne sur la bande de 26,0 GHz à 29,5 GHz, on obtient une valeur de -13,2 dB. On parlera donc d'un niveau de perte moyen de 1,2 dB. Ces pertes sont globales et incluent donc les pertes diélectriques, par conduction et par rayonnement.

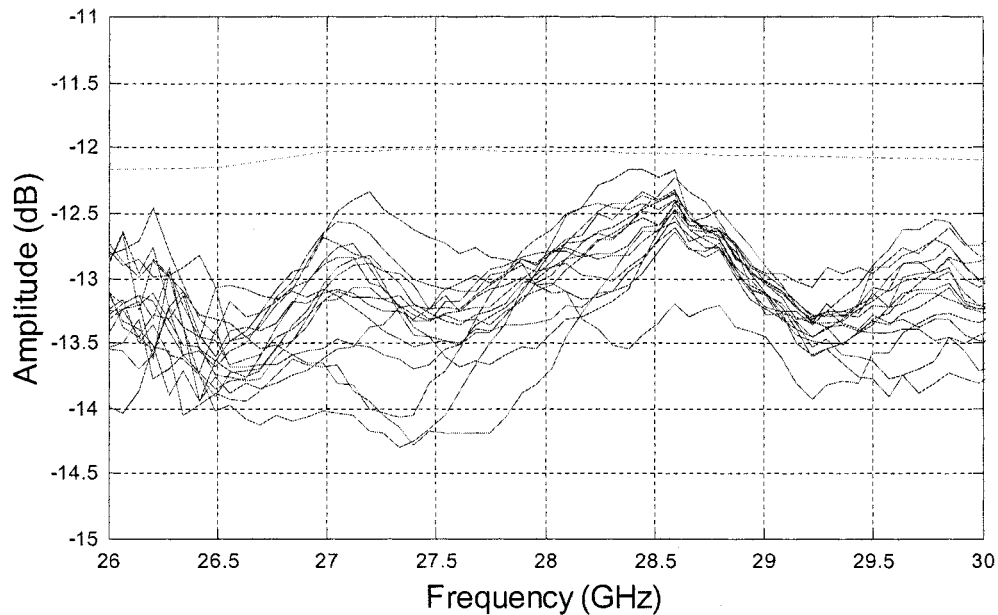


Figure 4.19 - Diviseur 1 à 16 GIS : résultats (S_{N1}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).

Le niveau d'uniformité observé aux ports de sortie de la structure peut sembler inquiétant, dans l'optique où l'on cherche à obtenir une division égale de la puissance entre les ports de sortie. Avec une moyenne de -13,2 dB, un maximum de -12,2 dB et un minimum de -13,6 dB, on a, dans la bande d'opération, une variation de 26% de part et d'autre de la puissance moyenne de sortie. Cette variation peut provenir de deux éléments. Le premier, le niveau des pertes par réflexion ainsi que le niveau de division à chaque étage de la structure sont très sensibles par rapport à la position du pilier inductif. Il est donc possible que, malgré la symétrie présente en conception, des petites erreurs de positionnement des piliers inductifs lors de la construction aient entraîné une partie de ces variations de niveaux de division. Le deuxième, la configuration de mesures comprend beaucoup d'éléments mobiles (les charges), ce qui rend les mesures un peu moins

répétitives au niveau du profil des courbes de S_{N1} . Ceci pourrait expliquer une autre partie de la variation qu'on observe au niveau de la transmission.

La figure 4.20 présente la phase des paramètres S_{N1} mesurés. La variation maximale, entre deux mesures à une fréquence donnée, est de 5 à 15 degrés, selon la fréquence. Cette plage de variation ne nous semble pas très grande et nous croyons qu'un dispositif telle qu'une antenne passive ne sera pas trop sensible à cet effet. Nous sommes donc satisfaits de ce niveau de performance.

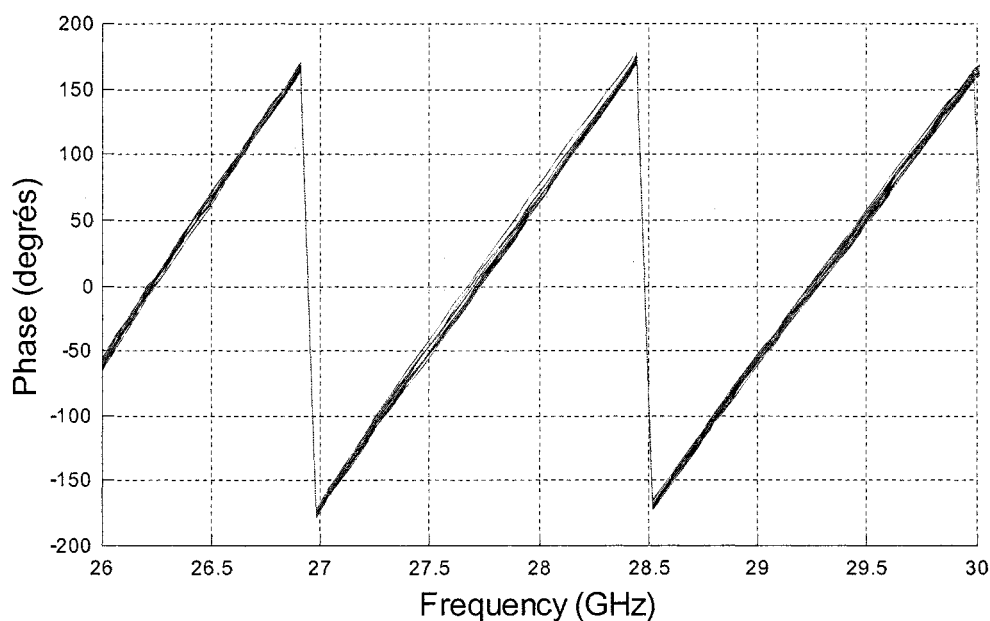


Figure 4.20 - Diviseur 1 à 16 GIS : phases des S_{N1} mesurées.

On note que les paramètres mesurés dans les figures 4.18, 4.19 et 4.20 sont représentés par seize courbes. Ces courbes sont obtenues dans le processus de mesure en alternant le port de sortie mesuré par la seconde sonde de l'analyseur de réseau.

4.3 Étude comparative

Afin de d'évaluer les performances du diviseurs 1 à 16 en GIS relativement à la technologie classique dans le domaine des micro-ondes à 28 GHz, les lignes micro-ruban, nous avons conçu un diviseur 1 à 16 dans cette technologie. Les deux structures ont été ensuite comparées. Les prochaines sections traitent donc de cette conception et de cette comparaison.

4.3.1 Conception du diviseur 1 à 16 en ligne micro-ruban

Afin d'effectuer une comparaison la plus objective possible, nous nous sommes donnés, pour cette structure, les mêmes objectifs de conception que pour le diviseur 1 à 16 en GIS : conception large-bande à un niveau de réflexion à l'entrée de -20 dB et une fréquence d'opération de 28 GHz. Nous avons fixé le même espacement entre les ports de sortie (5,283 mm ou 208 mil). De la même façon, nous avons opté pour une hiérarchie binaire. Finalement, nous avons utilisé une largeur de ligne micro-ruban très proche de celle utilisée pour nos circuits GIS : 0,762 mm (30 mil) ce qui correspond à une impédance d'environ 80 Ω .

De façon similaire au diviseur 1 à 16 en GIS, nous avons débuté par la conception du premier étage en aval. Avec l'aide du logiciel ADS Momentum [44], nous avons évalué différentes topologies de diviseurs 1 à 2 permettant d'alimenter deux ports adjacents séparés de 5,283 mm (208 mil). Nous avons finalement opté pour la jonction illustrée à la figure 4.21.

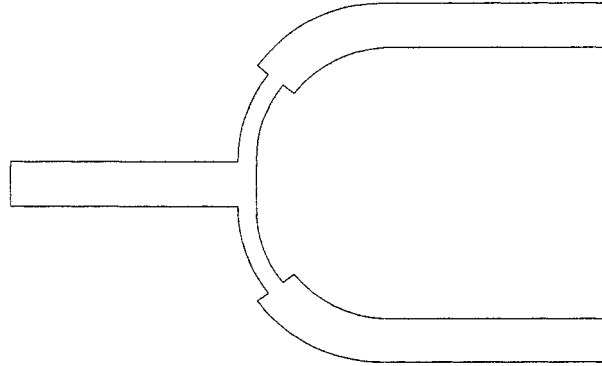


Figure 4.21 - Diviseur 1 à 2 en LMR choisi comme premier étage.

Cette structure est basée sur une jonction en T dont les deux branches de sortie, que l'on peut voir comme deux ligne en parallèle, sont adaptées afin de présenter individuellement le double de l'impédance que celle à l'entrée. Cette impédance est obtenue par une section quart d'onde qui est dans ce cas-ci courbe, afin de permettre le faible espacement entre les ports de sorties, tout en gardant un bon aspect large-bande au niveau des performances.

Pour un transformateur quart d'onde tel qu'illustré à la figure 4.22, nous avons que [24]:

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_2} \quad (22)$$

où Z_1 est l'impédance de la ligne quart d'onde, Z_0 est l'impédance de la charge à la première extrémité de la ligne et Z_2 est l'impédance vue à la deuxième extrémité.

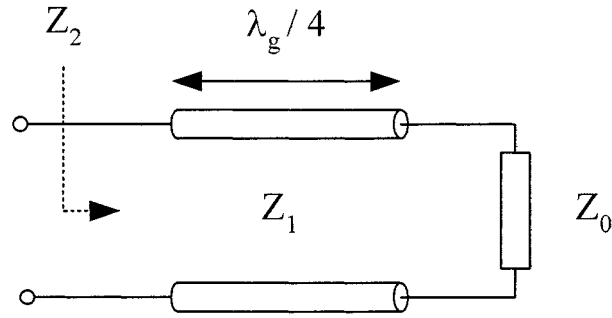


Figure 4.22 - Transformateur quart d'onde.

Comme point de départ, nous avons fixé l'impédance des lignes aux ports de sorties de la structure :

$$Z_0 = 80 \, \Omega \quad (23)$$

Ensuite, approximant la jonction en T comme trois lignes de transmission branchées en parallèle, nous avons fixées l'impédance des lignes aux sorties de la jonction en T :

$$Z_2 = 2Z_0 = 160 \, \Omega . \quad (24)$$

Pour reconvertir l'impédance de Z_2 vers Z_0 , nous avons besoin d'une ligne quart d'onde présentant l'impédance suivante :

$$Z_1 = \sqrt{Z_0 Z_2} \approx 113 \, \Omega . \quad (25)$$

Nous avons également fixé :

$$L_1 = \frac{\lambda_g}{4} = \frac{c}{4f\epsilon_{eff}} \approx 1,505 \, \text{mm} \quad (26)$$

Prenant comme point de départ ces valeurs de paramètres, nous avons ensuite optimisé la jonction afin d'obtenir les performances désirées à 28 GHz. La jonction finalement ainsi que ses performances sont présentées la figure 4.23.

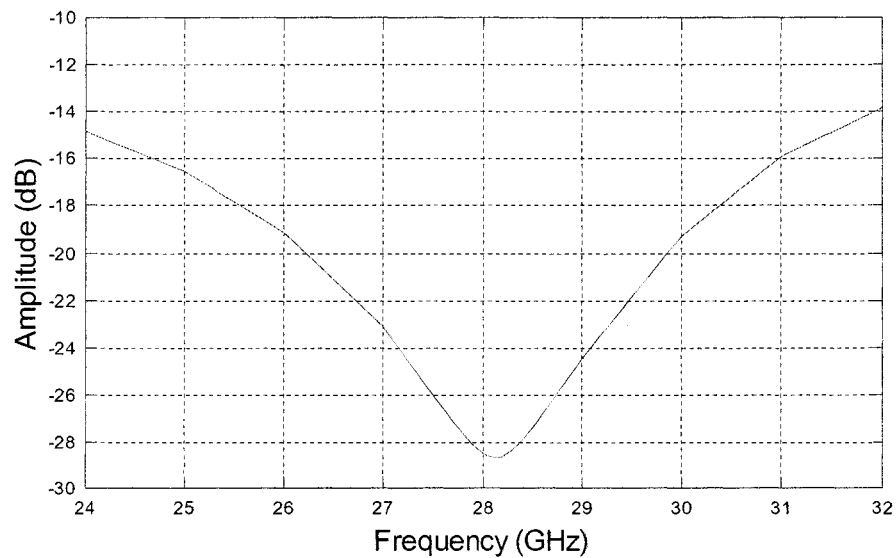
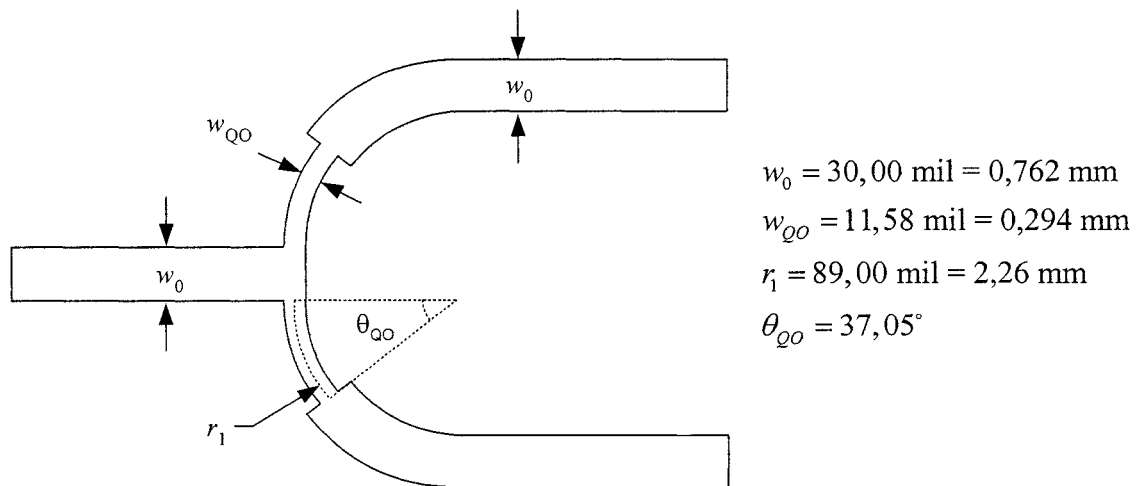


Figure 4.23 - Premier étage du diviseur LMR, ses paramètres dimensionnels et ses performances simulées (S_{11}).

Pour les étages en amont, nous avons effectué la même procédure au niveau de chaque jonction de façon individuelle. Cette fois, il ne fut pas nécessaire d'avoir recours à les lignes courbes au niveau des lignes quart d'onde, ce qui a facilité le travail. La figure 4.24 présente la jonction utilisée pour le deuxième étage en amont ainsi que ses performances.

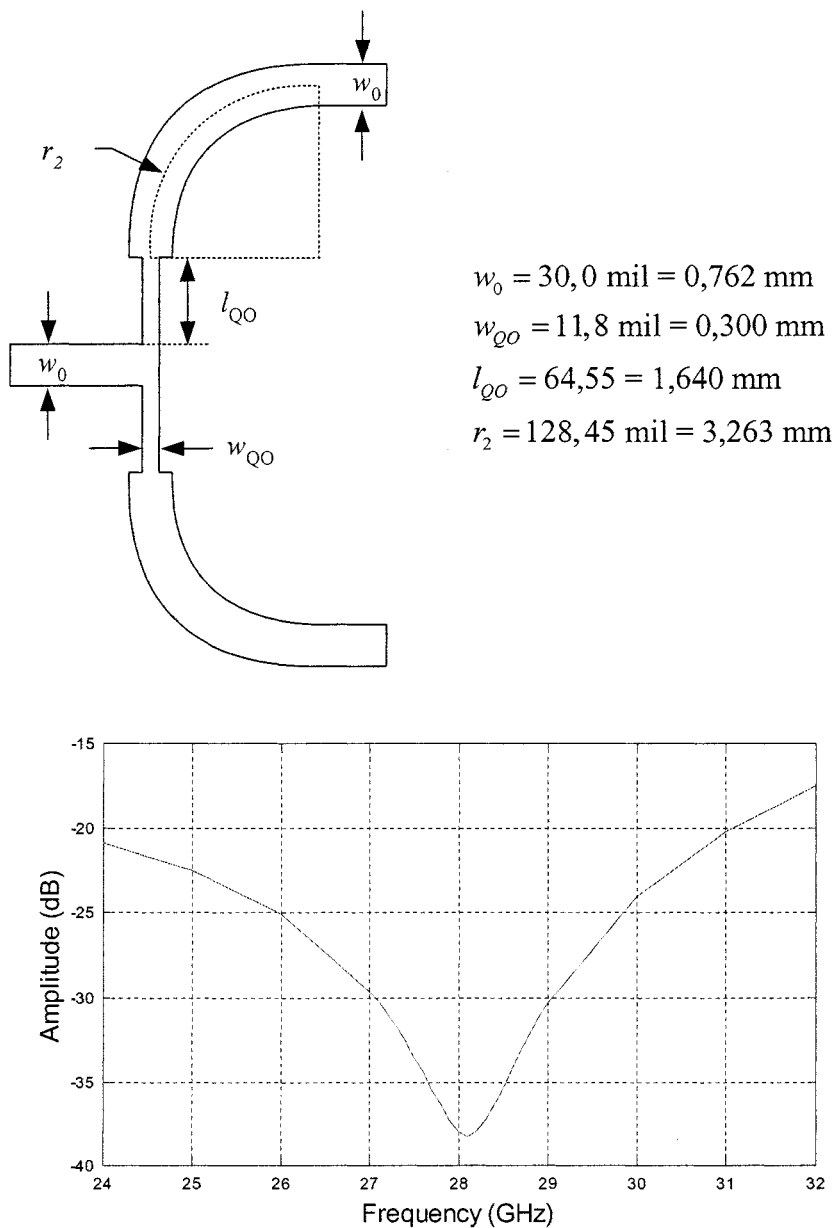


Figure 4.24 - Deuxième étage du diviseur LMR, ses paramètres dimensionnels et ses performances simulées (S_{11}).

La figure 4.25 présente la jonction en T utilisée pour les deux derniers étages en amont ainsi que ses performances. En fait, il s'agit de la même jonction en T que la jonction précédente, à la seule différence près qu'une ligne droite est utilisée pour ramener l'impédance à Z_0 .

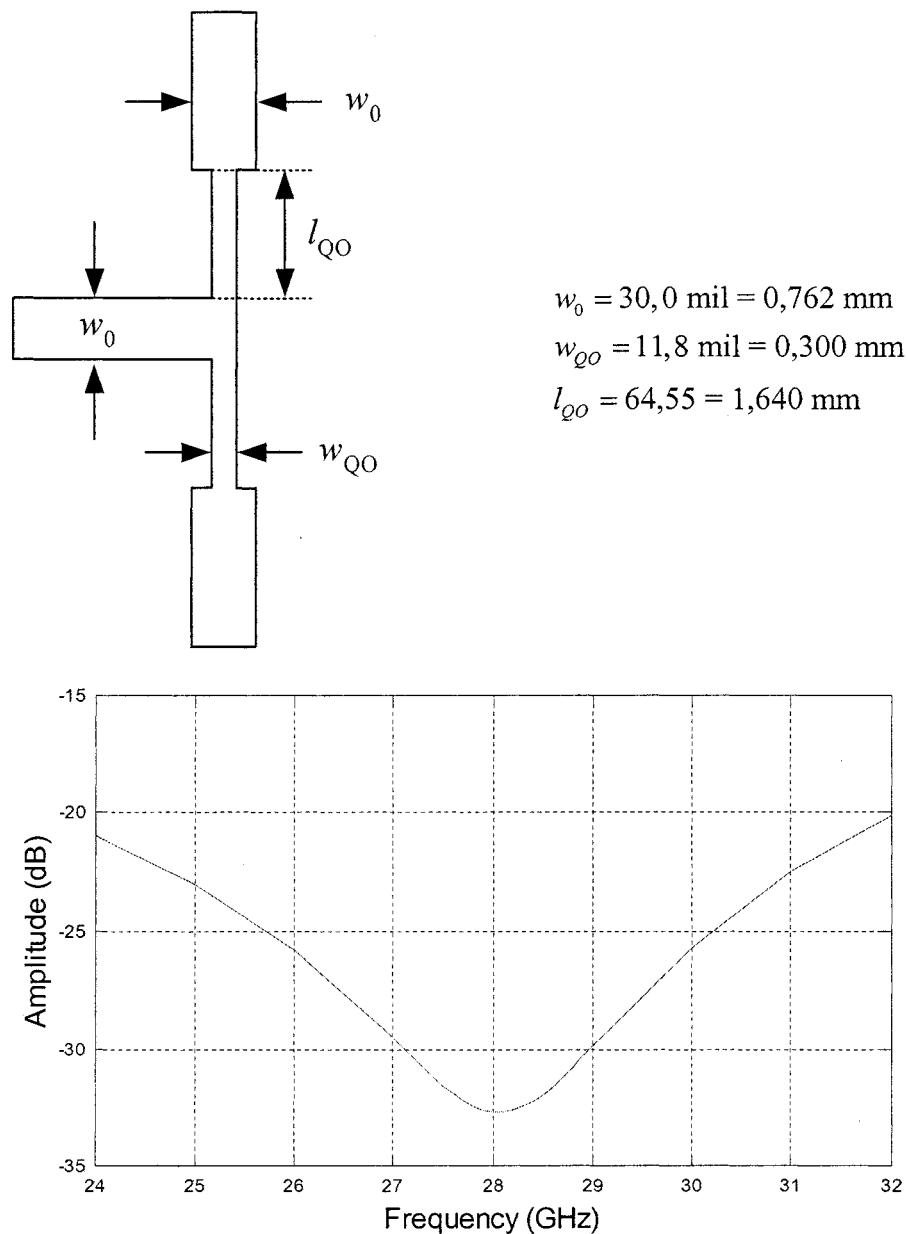
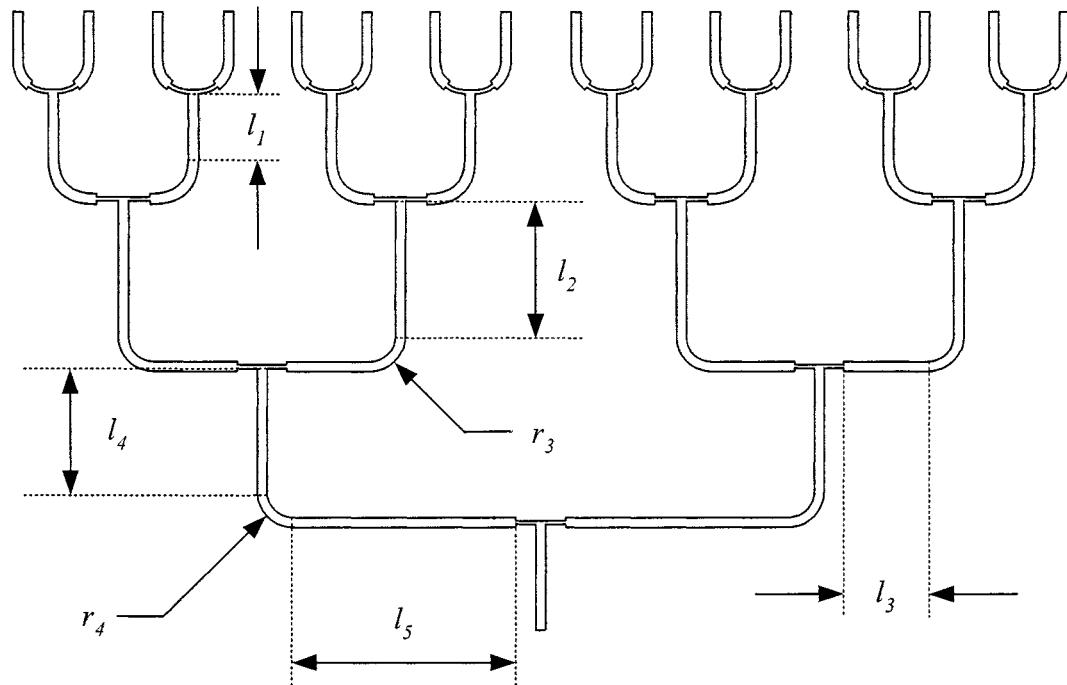


Figure 4.25 - Jonction utilisée comme étages en amont, ses paramètres dimensionnels et ses performances simulées (S_{11}).

Afin de terminer la conception du diviseur, nous avons assemblé les différents étages simulés dans [39] à l'intérieur d'une simulation en paramètres S. Nous avons optimisé les performances de la structure en ajustant les longueurs de lignes entre les jonctions. La figure 4.26 présente la structure finalement ainsi que ses performances.



$$l_1 = 200 \text{ mil} = 5,080 \text{ mm}$$

$$l_2 = 290 \text{ mil} = 7,366 \text{ mm}$$

$$l_3 = 186,45 \text{ mil} = 4,736 \text{ mm}$$

$$l_4 = 266 \text{ mil} = 6,756 \text{ mm}$$

$$l_5 = 602,45 \text{ mil} = 15,302 \text{ mm}$$

$$r_3 = 100 \text{ mil} = 2,540 \text{ mm}$$

$$r_4 = 100 \text{ mil} = 2,540 \text{ mm}$$

Figure 4.26 - Structure finale du diviseur LMR et ses performances simulées (S_{11}).

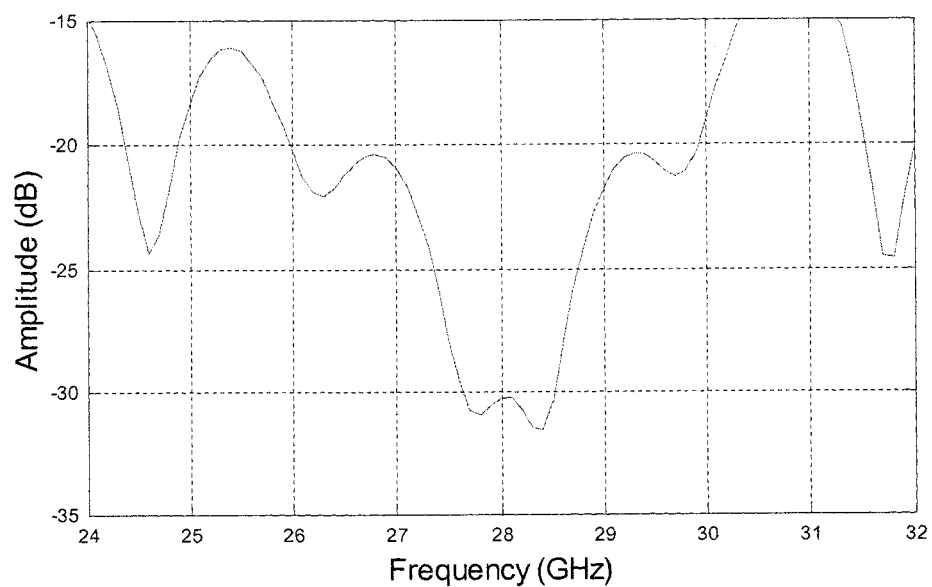


Figure 4.26 – Structure finale du diviseur LMR et ses performances simulées (S_{11}) (suite).

La figure 4.27 nous montre la structure telle qu'elle après sa construction.

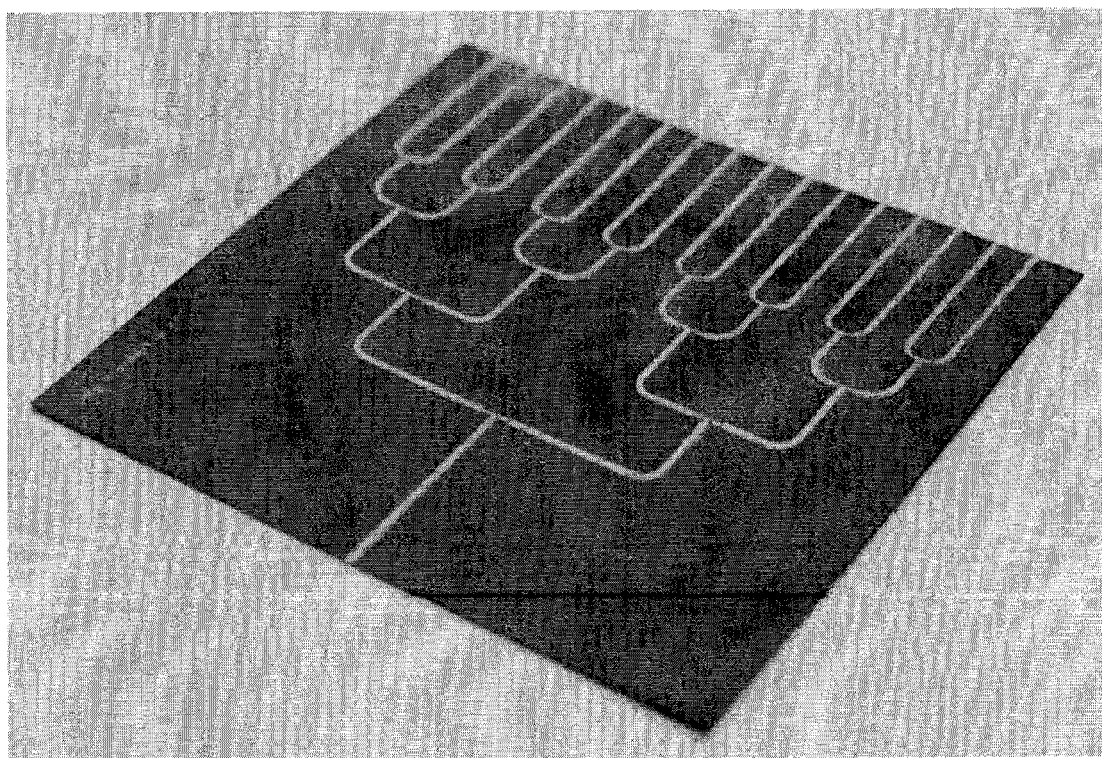


Figure 4.27 - Diviseur LMR 1 à 16 après sa fabrication.

Il est à noter que dans la conception finale, la longueur des lignes à l'entrée et à la sortie du circuit a été allongée afin de correspondre exactement à la longueur totale du diviseur 1 à 16 en GIS. Nous pourrions ainsi comparer deux diviseurs de mêmes dimensions.

4.3.2 Performance du diviseur LMR et comparaison

La figure 4.28 nous présente les résultats de mesure et de simulation du diviseur 1 à 16 LMR du niveau de pertes par réflexion S_{11} de la structure. On remarque que les mesures correspondent à la simulation, avec un niveau de réflexion par contre plus élevé. La largeur de la bande d'opération basée sur -20 dB est beaucoup plus petite que celle obtenue en simulation : on obtient une bande de 0,8 GHz, de 28,9 GHz à 29,7 GHz (2,7 % de largeur de bande) en mesures contre une bande de 4,0 GHz, de 26,0 GHz à 30,0 GHz (14,3 %) en simulation. Sur une base de -17 dB, par contre, on obtient une bande mesurée de 3,3 GHz, de 26,9 GHz à 30,2 GHz (11,6 %). Ces performances sont très respectables. Le but de conception a donc été atteint.

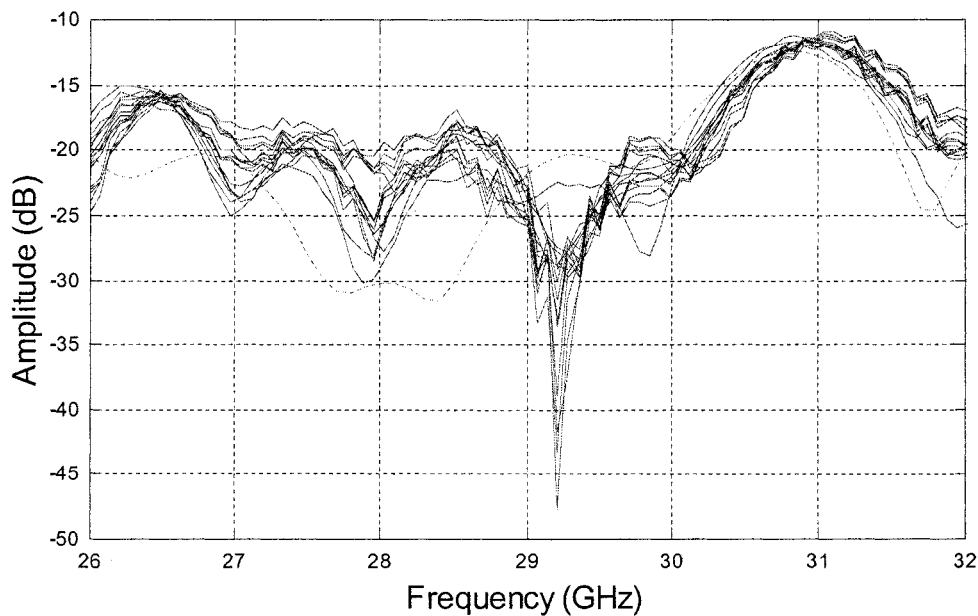


Figure 4.28 - Diviseur 1 à 16 LMR : résultats (S_{11}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).

La figure 4.29, tant qu'à elle, présente le niveau de transmission S_{N1} simulé et mesuré sur chacun des seize ports de sortie du diviseur. Au niveau de la simulation, les pertes diélectriques et par conduction ont été incluses, ce qui explique pourquoi le niveau de transmission est clairement inférieur à -12 dB. Au niveau de la mesure, dans la bande d'opération (26,9 à 30,2 GHz), la transmission varie entre -13,9 dB et -16,8 dB, ce qui correspond à un niveau de pertes entre 1,9 et 4,8 dB. Si on fait la moyenne des pertes à chaque fréquence, on obtient une courbe dont le niveau fluctue entre -14,7 dB et -15,5 dB dans la bande d'opération. Si on en fait la moyenne sur la bande de 26,9 GHz à 30,2 GHz, on obtient une valeur de -15,2 dB. On parlera donc d'un niveau de perte moyen de 3,2 dB. Ces pertes sont globales et incluent donc les pertes diélectriques, par conduction et par rayonnement.

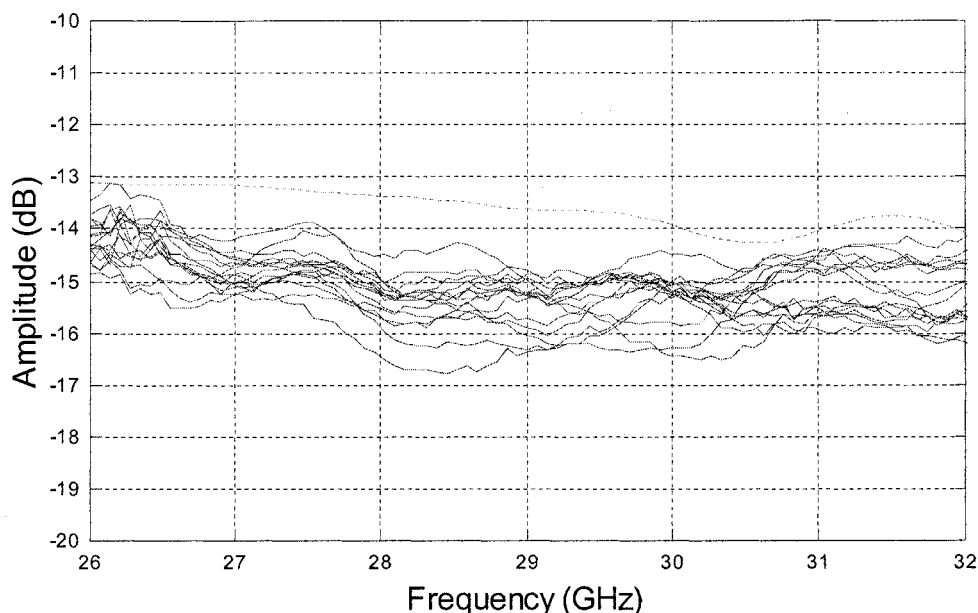


Figure 4.29 - Diviseur 1 à 16 LMR : résultats (S_{N1}) de simulation (ligne pointillée) et résultats de mesures (lignes pleines).

On note que les paramètres mesurés dans les figures 4.28 et 4.29 sont représentés par seize courbes. Ces courbes sont obtenues dans le processus de mesure en alternant le port de sortie mesuré par la seconde sonde de l'analyseur de réseau.

Comme les largeurs de bande atteintes par les technologies GIS et LMR sont comparables, le critère majeur de comparaison dans cette étude se situe au niveau des pertes par insertion. Comme nous avons déjà mentionné, ces pertes sont un regroupement incluant principalement les pertes par conduction, pertes diélectriques et pertes par rayonnement.

Dans un premier temps, si nous traitons de ces pertes globalement, il est clair que le diviseur 1 à 16 en technologie GIS présente moins de pertes que celui réalisé en technologie MRL : 1,2 dB de pertes en GIS contre 3,2 en LMR. Donc, à topologie semblable (cascade de jonctions à trois ports), sur substrat semblable, la technologie GIS peut offrir de meilleures performances que la technologie LMR classique au niveau des pertes par insertion. Cette efficacité accrue peut permettre d'améliorer les performances ou l'efficacité de circuits classiques tels que des transmetteurs de stations de base, par exemple, en diminuant la puissance maximale attendue de l'amplificateur de puissance et ainsi permettre la mise en place d'un dispositif moins énergivore.

Dans un deuxième temps, nous nous sommes demandés si l'avantage du diviseur GIS sur celui en LMR était encore valide si on concevait les diviseurs sur des substrats d'épaisseur optimale pour chaque technologie. Dans un guide GIS, comme les pertes par conduction diminuent avec l'augmentation de l'épaisseur du substrat et que les pertes diélectriques demeurent inchangées avec ce paramètre, il est clair que nous avons avantage à prendre le substrat le plus épais possible. Comme il est pratique courante de ne pas dépasser une épaisseur équivalente à la moitié de la largeur du guide, nous avons fixé cette épaisseur à la moitié de la largeur équivalente du guide GIS, donc à 2,413 mm (95 mil). Pour un guide GIS droit passant d'une épaisseur de 0,508 mm (20 mil) à 2,4 mm (95 mil), les pertes totales passent de 10,2 dB/m à 6,64 dB/m (évaluées par le logiciel ATLASS [45]). Donc, en fabricant un diviseur 1 à 16 en GIS sur un substrat de 95 mil, on peut s'attendre à mesurer des pertes plus faibles que 1,2 dB.

Pour évaluer l'épaisseur optimale pour un circuit LMR, nous avons dû distinguer la contribution des différents types de pertes aux pertes globales. Pour obtenir les pertes par rayonnement, nous avons soustrait les pertes par conduction et diélectriques simulées des pertes totales mesurées sur notre diviseur LMR : $3,2 \text{ dB} - 0,5 \text{ dB} = 2,7 \text{ dB}$. Ce niveau de pertes par rayonnement correspond à 46,3 % de puissance rayonnée. Nous nous attendons à ce que ce niveau de puissance diminue avec le carré de l'épaisseur, comme exprimé dans la relation (16) trouvée dans la littérature [30-32]. Par contre, avec la diminution de l'épaisseur du substrat, le champ électrique deviendra plus intense et les pertes par conduction augmenteront. Afin de trouver l'épaisseur optimale, nous avons évalué par simulation les pertes par conduction et diélectrique pour différentes épaisseurs de substrat et ajouté les pertes par rayonnement par la suite. La figure 4.30 présente les pertes totales d'un diviseur 1 à 16 LMR en fonction de l'épaisseur.

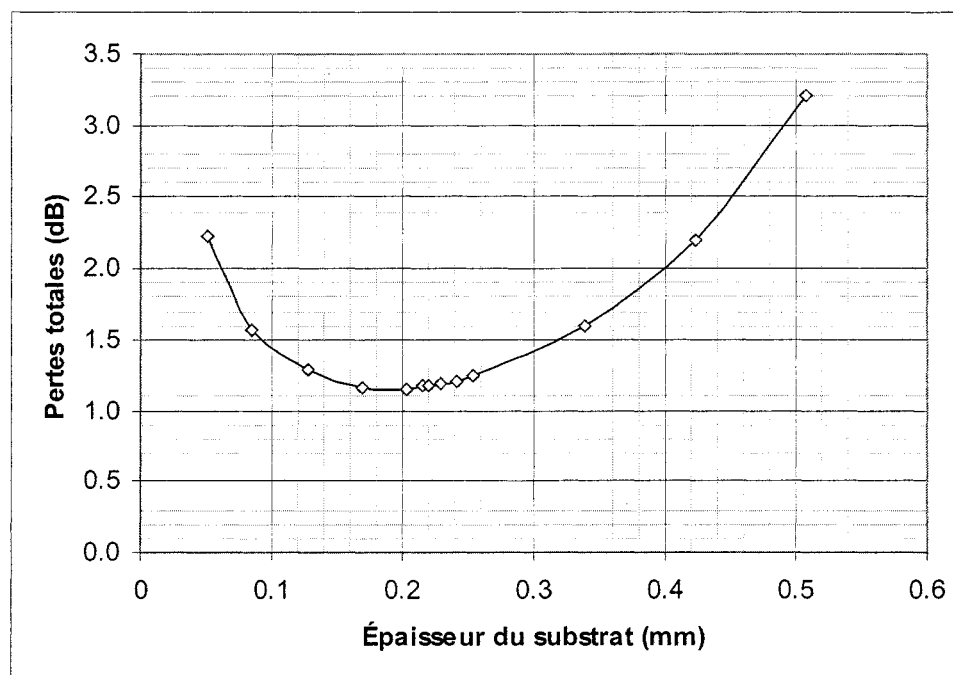


Figure 4.30 – Pertes totales d'un diviseur LMR 1 à 16 en fonction de l'épaisseur du substrat

Les pertes minimales sont de 1,15 dB et correspondent à une épaisseur de 0,2 mm (8 mil).

L'analyse faite ci haut nous apprend que même lorsque qu'on choisi l'épaisseur du substrat de manière optimale pour chaque technologies (2,4 mm pour le GIS et 0,2 mm pour le LMR), on s'attend que le diviseur GIS présentent moins de pertes globales : 0,78 dB contre 1,15 dB pour le diviseur LMR. Donc, si on a l'entière liberté sur l'épaisseur d'un substrat, la technologie GIS sur un substrat épais demeure un choix intéressant, conservant ses avantages sur la technologie LMR. Afin de limiter davantage les pertes par rayonnement aux transitions LMR-GIS, on peut penser utiliser les transitions CPW-GIS [8] qui rayonnent moins sur des substrats épais que les transitions LMR-GIS.

Par contre, si l'on doit absolument travailler avec des substrats minces, la technologie LMR est susceptible de présenter moins de pertes. À titre d'exemple, le diviseur de puissance 1 à 16 en technologie LMR évalué ci haut présenterait 1,15 dB de pertes globales, tandis que l'équivalent en technologie GIS sur un substrat de 0,2 mm (8 mil) présenterait des pertes globales de 2,0 dB. Le point d'équivalence entre les deux technologies se situe à une épaisseur de 0,3 mm (12 mil), où les diviseurs GIS et LMR présentent tous deux des pertes globales de 1,55 dB.

CONCLUSION ET TRAVAUX FUTURS

Dans le présent mémoire, nous avons présenté une méthode permettant de concevoir, construire et mesurer un diviseur de puissance à large bande en technologie « Guide d'onde Intégré au Substrat ».

En particulier, nous avons d'abord présenté un rappel historique sur les guides GIS, avant d'aborder différents aspects de ces guides tels que leurs caractéristiques modales, leur constance de propagation, les problèmes de diaphonie et de simulation numérique ainsi que leur avantages et inconvénients par rapport aux technologies classiques. Nous avons ainsi soulevé une proche équivalence entre les guides GIS et les guides d'ondes métalliques rectangulaires et mentionner quelques avantages et inconvénients des guides GIS par rapport aux guides d'ondes classiques et aux lignes LMR.

Dans les chapitres suivants, nous avons enchaîné la présentation de plusieurs diviseurs en allant toujours vers des structures plus complexes. C'est ainsi que nous avons abordé la jonction en Y droit, la jonction en T avec pilier inductif, le diviseur 1 à 4 compact et le diviseur 1 à 16. Pour chaque diviseur, nous avons présenté sa structure, ses paramètres d'optimisation, sa méthode d'optimisation, sa simulation, sa construction et ses mesures. Cette méthode nous a mené à un diviseur 1 à 16 très performant, présentant 12,6 % de largeur de bande centrée à 27,8 GHz et un faible niveau moyen de pertes globales (1,2 dB).

Une des contributions des plus importantes de ce travail a été l'étude comparative entre les diviseurs 1 à 16 en technologies GIS et LMR. Elle nous a révélé que les diviseurs GIS ont l'avantage de présenter de faibles pertes globales sur des substrats relativement minces et ce comparé à des diviseurs LMR. Dans le cas du substrat et des lignes LMR que nous avons utilisés (Roger Duroid 5880, impédance de 75 ohms), cet avantage se présente à partir d'une épaisseur de 0,3 mm (12 mil) et plus. Cette limite varie de

substrat en substrat, en fonction de la conductivité du métal, du $\tan \delta$, de l'impédance des lignes LMR, etc. Donc, de façon générale, le diviseur GIS est performant dans un contexte où on veut limiter les pertes globales et que l'on peut choisir un substrat épais.

De plus, dans le cadre de ce travail, nous avons optimisé les formes des pièces d'absorbant que nous avons utilisées comme charge pour terminer les ports non mesurés des diviseurs. Nous avons obtenu de très bons niveaux d'absorption de ces charges autour de notre fréquence d'opération en ajustant leur position sur les lignes LMR. Ces charges pourront être très utiles dans d'autres contextes de mesure.

Finalement, nous avons exploité une méthode d'adaptation basée sur l'effet capacitif d'un court élargissement d'un guide GIS. Cet effet était non attendu, étant donné que selon nos références [24], les discontinuités dans le plan H d'un guide agissent comme des inductances locales. Cette méthode pourra s'avérer très utile dans la conception de nouvelles structures GIS.

Parmi les travaux qui seraient une suite logique de ce projet, on compte d'abord l'intégration du diviseur de puissance avec une antenne réseau à fentes GIS. Cette antenne devrait être conçue pour être alimentée par des signaux égaux en amplitude et en phase. Par la suite, ce bloc pourrait être joint à un diplexeur GIS ainsi que deux amplificateurs de puissance, formant ainsi la partie avant d'un transmetteur. Ce transmetteur serait un grand pas vers un système de communication complet à faible coût opérant dans la bande prévue pour les applications LMDS et LMCS.

RÉFÉRENCES

- [1] SHIGEKI, Furuyama. 25 fév. 1994. *Waveguide Line*. 5 p. Brevet japonais : JP 06-053711.
- [2] Tisher, Frederick J. 6 nov. 1973. *Waveguide and circuit using the waveguide to interconnect the parts*. 8 p. Brevet des États-Unis : US 3,771,077.
- [3] ANDO, M., HIROKAWA, J., YAMAMOTO, T., AKIYAMA, A. KIMURA, Y., GOTO, N. 1997. «Novel Single-layer Waveguides for High-efficiency Millimeter Wave Arrays». *IEEE millimeter waves conference proceedings*. P. 177-180.
- [4] ANDO, Makoto, HIROKAWA, Jiro, YAMAMOTO, Tetsuya, AKIYAMA, Akira, KIMURA, Yuichi, GOTO, Naohisa. 1998. «Novel Single-Layer Waveguides for High-Efficiency Millimeter-Wave Arrays». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 46. No.6. P. 792-799.
- [5] UCHIMURA, Hiroshi, TAKENOSHITA, Takeshi, FUJII, Mikio. 1998. «Development of the “laminated waveguide”». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. P. 1811-1814.
- [6] UCHIMURA, Hiroshi, TAKENOSHITA, Takeshi, FUJII, Mikio. 1998. «Development of the “laminated waveguide”». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 46. No. 12. P. 2438-2443.
- [7] TAKENOSHITA, Takeshi, UCHIMURA, Hiroshi. 30 avr. 2002. *Branch Tee Dielectric Waveguide Line*. 40 p. Brevet des États-Unis : US 6,380,825.

- [8] DESLANDES, Dominic, WU, Ke. 2001. «Integrated Transition of Coplanar Rectangular Waveguides». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. P. 619-622.
- [9] CASSIVI, Y., PERREGRINI, L., ARCIONI, P., BRESSAN, M., WU, K., CONCIAURO, G. 2002. «Dispersion Characteristics of Substrate Integrated Rectangular Waveguide». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 12. No. 9. P. 333-335.
- [10] DESLANDES, Dominic, CASSIVI, Yves, WU, Ke. 2002. «Design Consideration and Performance Analysis of Substrate Integrated Waveguide Components». *European Microwave Conference Proceedings*.
- [11] DESLANDES, Dominic, WU, Ke. 2001. «Integrated Microstrip and Rectangular Waveguide in Planar Form». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 11. No. 2. P. 68-70.
- [12] KAI, Takafumi, HIROKAWA, Jiro, ANDO, Makoto. 2004. «A Transformer Between a Thin Post-Wall Waveguide and a Standard Metal Waveguide via Dielectric Substrate Insertion with Slits Etched on It». *IEICE Transactions Communications*. Vol. E87-B. No. 1. P. 200-203.
- [13] DESLANDES, Dominic, WU, Ke. 2003. «Millimeter-Wave Substrate Integrated Waveguide Filters». *Canadian Conference on Electric and Computer Engineering (CCECE 2003)*. P.1917-1920.
- [14] DESLANDES, Dominic, WU, Ke. 2003. «Single-Substrate Integration Technique of Planar Circuits and Waveguide Filters». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 51. No. 2. P. 593-596.

- [15] DESLANDES, Dominic, WU, Ke. 2003. «Substrate Integrated Waveguide Dual-Mode Filters for Broadband Wireless Systems». *IEEE RAWCON proceedings*. P. 385-388.
- [16] CHANG, Chi-Yang, HSU, Wei-Chen. 2002. «Photonic Bandgap Dielectric Waveguide Filter». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 12. No. 4. P. 137-139.
- [17] ITO, Masaharu, MARUHASHI, Kenichi, IKUINA, Kazuhiro, HASHIGUCHI, Takeya, IWANAGA, Shunichi, OHATA, Keiichi. 2001. «60-GHz-band Planar Dielectric Waveguide Filter for Flip-chip Modules». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. P. 1597-1600.
- [18] ITO, Masaharu, MARUHASHI, Kenichi, IKUINA, Kazuhiro, HASHIGUCHI, Takeya, IWANAGA, Shunichi, OHATA, Keiichi. 2001. «A 60-GHz-band Planar Dielectric Waveguide Filter for Flip-chip Modules». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 49. No. 12. P. 2431-2436.
- [19] ITO, Masaharu, MARUHASHI, Kenichi, IKUINA, Kazuhiro, HASHIGUCHI, Takeya, IWANAGA, Shunichi, OHATA, Keiichi. 2002. «60-GHz-band Dielectric Waveguide Filters with Cross-coupling for Flip-chip Modules». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. P. 1789-1792.
- [20] CASSIVI, Y., DESLANDES, D., WU, K. 2002. «Substrate Integrated Waveguide Directional Couplers». *Asia-Pacific Microwave Conference Proceedings*.
- [21] CASSIVI, Y., WU, K. 2003. «Low Cost Microwave Oscillator Using Substrate Integrated Waveguide Cavity». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 13. No. 2. P. 48-50.

- [22] D'ORAZIO, W., WU, Ke. 2004. «A Substrate Integrated Waveguide Degree-2 Circulator». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 14. No. 5. P. 207-209.
- [23] YAN, L., HONG, W., HUA, G., CHEN, J., WU, K., CUI, T. J. 2004. «Simulation and Experiment on SIW Slot Array Antennas». *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Vol. 14. No. 9. P. 446-448.
- [24] POZAR, David M. 1998. *Microwave Engineering*. 2nd Edition. New York : John Wiley & Sons, Inc. 716p.
- [25] PISSOORT, D., OLYSLAGER, F. «Study of eigenmodes in periodic waveguides using the Lorentz reciprocity theorem». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 52. P. 542-553.
- [26] XU, F., ZHANG, Y., HONG, W., Wu, K., CUI, T. J. 2003. «Finite-difference frequency-domain algorithm for modeling guided-wave properties of substrate integrated waveguide». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 51, P. 2221-2227.
- [27] XU, F., WU, K. 2004. «Numerical Multimode Calibration Technique for extraction of complex propagation constants of substrate integrated waveguide» *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. P.1229-1232.
- [28] ZEID, A., BAUDRAND, H. 2002. «Electromagnetic scattering by metallic holes and its applications in microwave circuit design». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 50. P. 1198-1206.

- [29] BRAY, J.R., ROY, L. 2003 «Resonant frequencies of post-wall waveguide». *IEE Proceeding – Microwaves, Antennas and Propagation*. Vol. 150. P. 365-368.
- [30] DENLINGER, E. J. 1969. «Radiation from microstrip resonators». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. P. 235-236.
- [31] LEWIN, L. 1978. «Electromagnetic scattering by metallic holes and its applications in microwave circuit design». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 26. No. 11. P. 893-894.
- [32] ABOUZAHERA, M. D., LEWIN, L. 1979. «Radiation from Microstrip Discontinuities». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 27. No. 8. P. 722-723.
- [33] *HP HFSS*. Version 5.4. 1999. HP. [Logiciel].
- [34] *ANAPLAN-W*. Version pour plateforme SUN. 1996. Université de Pavia, Italie. [Logiciel].
- [35] 30 juin 1988. 1 p. Brevet de l'Union Soviétique : SU-1406674.
- [36] MIZUNO, H., MITSUMOTO, H., YAZAWA, N. 1990. «A 12.5 GHz-Band 50W Solid-State Power Amplifier for Future Broadcasting Satellites». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. P. 1337-1340.
- [37] HIROKAWA, J., SAKURAI, K., ANDO, M., GOTO, N. 1991. «An Analysis of a Waveguide T junction with an Inductive Post». *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. Vol. 39. No. 3. P. 563-566.

- [38] GERMAIN, Simon, DESLANDES, Dominic, WU, Ke. 2003. «Development of Substrate Integrated Waveguide Power Dividers». *Canadian Conference on Electric and Computer Engineering (CCECE 2003)*.
- [39] *Agilent ADS*. Version pour PC. 2002. Agilent. [Logiciel].
- [40] *Matlab R12*. Release 12 pour PC. 2000. The MathWorks, Inc. [Logiciel].
- [41] SIMPSON, G. R. 1981. «A Generalized n-ports Cascade Connection». *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*. P.507-509.
- [42] GONZALEZ,Guillermo. 1996. «*Microwave Transistor Amplifiers: Analysis and Design (2nd Edition)*». Prentice Hall.
- [43] FANO, R.M. 1950. «*Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances*». J. Franklin Inst.Vol. 249. No. 1 et 2. PP. 57-83, 139-154.
- [44] *Agilent Momentum*. Version pour PC. 2002. Agilent. [Logiciel].
- [45] *ATLASS*. Version pour PC. 1997. Integrated Microwave Technologies. [Logiciel].